

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
**«БЕЛГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**
(Н И У « Б е л Г У »)

ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ЕСТЕСТВЕННЫХ НАУК
Кафедра информационно-телекоммуникационных систем и технологий

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СУБПОЛОСНЫХ
МЕТОДОВ ПЕРЕДАЧИ ПРИ МНОГОЛУЧЕВОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ СИГНАЛА**

**Магистерская диссертация
Прокофьева Василия Валерьевича**

**очного отделения
направления подготовки 11.04.02
Инфокоммуникационные технологии и системы связи
2 года обучения группы 07001432**

Научный руководитель
кандидат технических наук, доцент
Информационно-телекоммуникационных
систем и технологий НИУ «БелГУ»
Урсол Денис Владимирович

Рецензент
канд. техн. наук, доцент кафедры
Информационных систем НИУ «БелГУ»
Польщиков К.А.

БЕЛГОРОД 2016

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1.МНОГОЛУЧЕВОСТЬ	5
2.БОРЬБА С МНОГОЛУЧЕВОСТЬЮ	8
3.МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ КАНАЛА	17
ФОРМИРОВАНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНЫМ УПЛОТНЕНИЕМ.....	19
5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ	
5.1 ПОСТАНОВКА ЭКСПЕРИМЕНТА.	23
5.3 МОДЕЛИ СТАНДАРТНЫХ КАНАЛОВ	26
5.4 МОДЕЛИРУЕМЫЕ КАНАЛЫ.....	47
5.5 ОЦЕНКА ДЕКОДИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИИ.....	58
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	59
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	61

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время отмечается рост значимости беспроводной связи в жизни современного человека. Беспроводные сети передачи информации являются основной отраслью телекоммуникационной индустрии. Данные сети имеют довольно гибкую инфраструктуру, беспроводные сети не имеют равных себе по количеству приложений и гибкости их развертывания.

Основным достоинством беспроводных систем является возможность их быстрого развертывания в различных масштабах, как в масштабах офиса, региона так и внутри страны. Несмотря на большое количество преимуществ одной из основных проблем в задачах анализа беспроводных сотовых сетей связи в условиях плотной застройки является разработка модели физического уровня передачи с учетом такого явления, как многолучевое распространение.

При передаче сигнал может распространяться по двум или более траекториям из-за отражения от препятствий. В следствии этого копии одного и того же сигнала прибывают на приемную антенну за разное время, интервал их прибытия может достигать нескольких наносекунд. Также в условиях многолучевого распространения сигнал может прибыть на приемную сторону до завершения приема предыдущего символа.

В данной работе рассматривается метод формирования субполосных матриц на основе собственных векторов с определенными коэффициентами, которыми являются информационные биты исходного сигнала. Последовательность бит должна иметь биполярный вид. Такой вид исходной последовательности исключает возможность потери собственного вектора при перемножении на нулевой коэффициент. Данный метод имеет минимум внеполосного излучения. Поскольку собственные вектора ортогональны то, сформированный каналный сигнал обладает хорошей помехоустойчивостью

Целью магистерской диссертации является исследование помехоустойчивости субполосных методов передачи при многолучевом распространении сигнала.

Для достижения поставленной цели определены следующие задачи:

1. Моделирование канала связи с эффектом многолучевого распространения
2. Проверка помехоустойчивости субполосного метода передачи на основе базиса собственных векторов
3. Оценка вероятности неверного декодирования информации при моделировании прохождения сигнала через каналы с многолучевым распространением

1. МНОГОЛУЧЕВОСТЬ

Радиоволны, используемые в радиосвязи распространяются в основном по прямой и плохо огибают препятствия, в связи с этим испытывают различные отражения от многочисленных объектов. В связи с чем интенсивность сигнала убывает.

Мобильному оператору необходимо постоянно думать об увеличении пропускной способности мобильной сети из-за роста числа абонентов. Появление зон интерференции возникает в тех случаях, когда используются одни и те же частоты с большим количеством базовых станций. Появление этих зон серьезное влияние на качество услуг, лояльность абонентов, и в итоге на доход оператора. [2,3] Поэтому вопрос оптимизации сети становится одним из важнейших в деятельности сотового оператора.

Наибольшая область отражений ограничивается обычно небольшим участком в окрестности подвижной станции - около нескольких сотен длин волн, т.е. приблизительно нескольких десятков или сотен метров. При движении станции эта область перемещается вместе с ней так, что подвижная станция все время остается вблизи центра области. Результирующий сигнал может быть, как несколько выше среднего уровня, так и заметно ниже, причем провалы, или замирания сигнала, образующиеся при взаимной компенсации сигналов вследствие неблагоприятного сочетания их фаз и амплитуд, могут быть достаточно глубокими из-за сложения нескольких сигналов, которые прошли по разным путям и имеют в точке приема в общем случае различные фазы. Межсимвольная интерференция возникает когда синфазные составляющие сигнала с похожими амплитудами имеют различную разность хода, в следствии чего накладываются на символы другого сигнала. Замирания принимаемого сигнала всегда имеют две составляющие - быструю и медленную.[4,5,6,7] Частично когерентная и некогерентная СПИ также работают в условиях, почти идеальных, когда фазовый сдвиг в канале медленно меняется во

времени одинаково на всех частотах. Обеспечить такие условия можно при передаче сигнала по кабельной линии либо при радиосвязи, когда радиотрасса проходит в однородной среде вдали от объектов, могущих вызвать отражение или рассеяние радиоволн, например, в линии спутниковой связи.

При распространении радиоволн в неоднородной тропосфере на расстояние всего лишь в десятки километров, над неровной земной или водной поверхностью и, тем более, в условиях города поле, падающее на приемную антенну, является суммой ; большого количества волн, часто называемых лучами. Эти волны обусловлены отражениями первичного поля от различных объектов (зданий, деревьев, автомобилей, холмов и т. п.), находящихся вблизи трассы. Разделить эти лучи и определить параметры каждого из них обычно не представляется возможным, поэтому полагают, что амплитуды и задержки (следовательно, и фазовые сдвиги) всех лучей случайны и даже взаимно независимы. Для полноты картины добавим, что обычно все эти параметры еще и случайным образом изменяются во времени. Такой канал называется каналом со случайно изменяющимися параметрами, а искажения сигнала, передаваемого в таком канале, классифицируются как воздействие мультипликативной помехи

Модели Релеевских и Райсовских каналов с замираниями можно широко использовать при исследовании различных явлений в области беспроводной связи. Эти явления включают в себя эффект многолучевого распространения, временные дисперсии, доплеровские сдвиги, которые возникают между приемником и передатчиком.

На рисунке 1 показаны прямые и отраженные лучи между стационарным передатчиком и движущимся приемником, заштрихованные линии показывают отраженные сигналы от различных объектов, например, зданий.

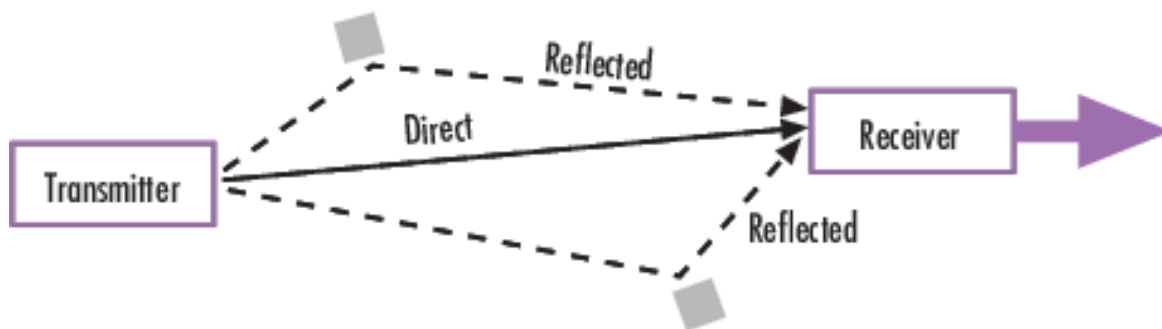


Рисунок 1 -Многолучевое распространение

Все это приводит к приему запаздывающих, отраженных лучей, кроме того, радиосигнал рассеивается. Такое рассеивание, обычно возникает из-за большого числа отражений от окружающих объектов, находящихся на пути сигнала от передатчика к приемнику, это явление получило название многолучевого замирания.

Относительное движение между передатчиком и приемником дает доплеровские сдвиги. Из-за рассеивания сигналов от объектов, находящихся недалеко от приемника возникает ряд доплеровских сдвигом, который получил название доплеровского спектра. [8,9]

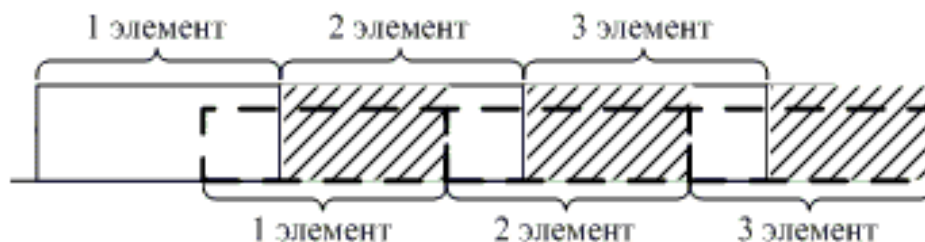


Рисунок 2 - Наложение элементов друг на друга

Наложение сигналов друг на друга из-за отражения от препятствий и различного пути сигналов

2. МЕТОДЫ БОРЬБЫ С ЗАМЕРАНИЯМИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Существует несколько основных методов борьбы с быстрыми замираниями: одновременное использование двух или более приемных антенн; работа с расширением спектра - использование скачков по частоте, а также метода CDMA, перемежение, адаптивная коррекция канала.

В радиоканале обычно требуется применение какой-либо коррекции приемника. Работа корректора должна адаптивно управляться, обеспечивая отслеживание изменения параметров передачи по мере изменения условий распространения радиоволн. Используемые методы коррекции можно разделить на две группы: "коррекция в частотной области" и "коррекция во временной области", в зависимости от того, где более естественно будет описываться режим их работы – в частотной или во временной области.

Для реализации N -кратного разнесенного приема, во-первых, организуют N параллельных каналов (ветвей разнесения) для одновременной передачи одного и того же сигнала и, во-вторых, применяют специальное устройство для того, чтобы из этих N принятых сигналов сформировать один сигнал, обладающий лучшими свойствами, нежели сигналы в ветвях разнесения.

Если флуктуации сигналов в ветвях разнесения полностью идентичны (коэффициент корреляции для любой пары сигналов на выходе устройства комбинирования не приобретет новых свойств, так как прерывание связи будет происходить одновременно во всех ветвях разнесения. Флуктуации сигналов в ветвях разнесения должны быть независимы. При этом условии вероятность одновременного прерывания связи во всех ветвях разнесения минимальна (строго говоря, наилучший вариант — это прием двух сигналов при $\gamma = 1$, но такого в реальных каналах, к сожалению, не наблюдается).

Для доступа абонентов в сети стандарта TD - SCDMA среди всех других используется кодовый метод множественного доступа абонентов (CDMA). Главный принцип его работы основанный на том, что каждому абоненту присваивается независимый (ортогональный) код, с помощью которого устройство абонента кодирует всю передаваемую им информацию. Благодаря тому, что коды независимые появляется возможность выделить (принять) из радио эфира информацию, переданную именно этим абонентом. Однако на практике невозможно сгенерировать достаточно много кодов для работы реальной сети сотовой связи, поэтому используются "почти" ортогональны. Таких кодов можно создать много, однако они имеют большой недостаток: при большом числе одновременно работающих устройств в эфире возникает интерференция, т. е. устройства начинают оказывать влияния друг на друга и после превышении определенного порога может возникнуть значительное искажение, а, как следствие, потеря передаваемой информации.

Идея разнесенного приема как меры борьбы с быстрыми замираниями заключается в совместном использовании нескольких сигналов, различающихся (разнесенных) по какому-либо параметру или координате, причем разнесение должно выбираться таким образом, чтобы вероятность одновременных замираний всех используемых сигналов была много меньше, чем какого-либо одного из них[9,11,13]. Другими словами, эффективность разнесенного приема тем выше, чем менее коррелированы замирания в составляющих сигналах. Также, важны техническая реализуемость и простота используемого метода. В принципе возможны как минимум пять вариантов разнесенного приема:

- Временной разнесенный прием осуществляется с помощью многократно передаваемых на одной и той же частоте сигналов через некоторые интервалы времени. Временное разнесение сигналов накладывает ограничения на скорость

передачи информации, так как интервал повторения сигнала должен превосходить среднюю длительность замираний в канале связи.

- с разнесением по углу, или по направлению; т.е прием производится на несколько антенн с рассогласованными диаграммами направленности; в этом случае сигналы с выходов разных антенн коррелированы тем слабее, чем меньше перекрытие диаграмм направленности, но при этом одновременно падает и эффективность приема (интенсивность принимаемого сигнала), по крайней мере для всех антенн, кроме одной;

- с разнесением по поляризации, - две антенны принимают сигналы двух взаимно ортогональных поляризаций; практического значения этот вариант не имеет, поскольку в диапазоне СВЧ замирания на разных поляризациях сильно коррелированы;

- Пространственно–разнесенный прием производится при одновременном приеме сигналов одного передатчика несколькими приемниками на разнесенные в пространстве антенны. Такой способ является наиболее распространенным. Параметр разнесения обычно задают в виде нормированного расстояния.

Для метода пространственного разнесения, или, с учетом сказанного выше, для разнесенного приема, обязательным условием является наличие как минимум две приемных антенны, установленных с некоторым смещением одна относительно другой[14,15]. Из общих соображений, очевидно, что выигрыш от разнесенного приема тем больше, чем больше число используемых антенн, однако при этом возрастает и сложность технического решения. Поэтому практическое применение находит простейшая система с двумя приемными антеннами, и в основном в базовых станциях.[18,23,24]В подвижных станциях сколько-нибудь широкого распространения разнесенный прием не получил. Расстояние между антеннами и способ совместного использования сигналов являются существенными характеристиками системы разнесенного приема с выходов двух антенн. При

увеличении расстояния между антеннами корреляция между флуктуациями уровня принимаемых ими сигналов падает, Но при этом возрастает и сложность технической реализации и в этом смысле, чем больше разнос антенн, тем выше эффективность разнесенного приема. Реально с учетом, как аналитических оценок, так и эмпирических данных разнос обычно составляет около десятка длин волн, т.е. порядка нескольких метров.[16,17,18] Что касается способов объединения сигналов с выходов двух антенн, то в принципе возможно как использование одного (более сильного) из двух сигналов, так и суммирование обоих сигналов - когерентное или последетекторное, - с равными весами или со взвешиванием, обеспечивающим получение максимума отношения сигнал/шум.[19,20,22] В случае двух приемных антенн различие в эффективности этих способов относительно невелико, и на практике обычно применяется наиболее простой из них - выбор максимального из двух сигналов с коммутацией выхода соответствующего приемника на вход тракта последующей обработки.

Эффективность того или иного метода разнесенного приема во многом определяется способом обработки разнесенных сигналов на приемной стороне. Наибольшее распространение на практике получили способы линейного сложения и автоматического выбора ветви разнесения.

Еще одним из методов борьбы с многолучевостью является метод использования шумоподобных сигналов (ШПС).

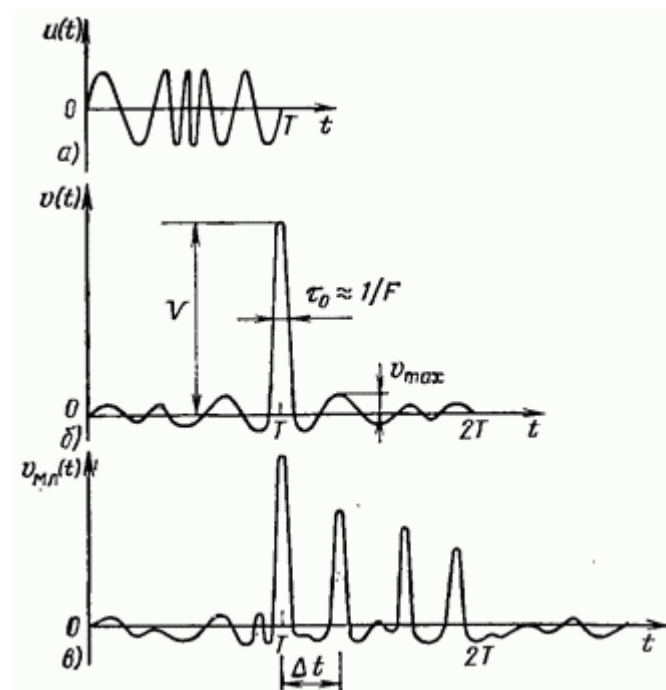


Рисунок 3– Шумоподобный сигнал (а), автокорреляционная функция(б), разделение лучей (в)

Применение ШПС повышает помехоустойчивость системы связи, так как благодаря свертке по спектру частот шумоподобного сигнала на приеме по своему собственному псевдослучайному закону, мешающие сигналы развертываются по спектру частот и слабо влияют на прием полезного.

ШПС имеют большую разрешающую способность и позволяют выделять отдельные лучи при многолучевом распространении радиоволн, предотвращая их интерференцию и не допуская замираний, и позволяют складывать когерентно отдельные лучи, увеличивая мощность принимаемого сигнала. Благодаря этому зона действия систем с ШПС увеличивается, что позволяет в 2 или 3 раза уменьшить число сот для тех же зон.

Применение специальных алгоритмов обработки ШПС (Rake алгоритмы) обеспечивает дополнительную защиту от замираний за счет разрешения сигналов по дальности при многолучевом распространении радиоволн и их сложении (в ряде

случаев когерентном). Полученный от этого энергетический выигрыш облегчает построение передающего и приемного устройства, расширяет зону обслуживания, улучшает качество связи путем стабилизации остаточного затухания. При проектировании радиолиний с ШПС не требуется предусматривать огромные запасы мощности для борьбы с интерференцией сигналов из-за многолучевого распространения радиоволн.

При многостанционном доступе с кодовым разделением используется отдельная обработка отраженных сигналов, приходящих с разными задержками, и последующее их весовое сложение, что значительно снижает отрицательное влияние эффекта многолучевости. В каждом канале для обработки на базовой станции используется 4 параллельных и независимых работающих коррелятора, а на подвижной станции — 3 коррелятора. Приемник с несколькими каналами приема и обработки сигнала получил название RAKE-приемника. Он имеет 4 канала приема: В трех каналах из четырех одновременно обрабатываются три наиболее сильных сигнала, в четвертом канале постоянно осуществляется поиск сигнала с более высоким уровнем. При этом опорный сигнал подается на разные корреляторы с небольшим сдвигом во времени, соизмеримым с разницей по времени при прохождении радиоволн по различным траекториям. Выходные сигналы корреляторов суммируются. Таким образом, если уровень сигнала свертки от одного из многолучевых сигналов в текущий момент времени оказывается равным нулю (в результате интерференционной картины распределения поля), то свертка от задержанного сигнала будет отличной от нуля. Таким образом, в системе с кодовым разделением каналов реализуется метод временного разнесения приема. Борьба с многолучевым распространением, с которым ведется борьба во всех стандартах сотовой связи, в данном случае является помощником. Все это потому, что в случае построения фиксированных сетей многолучевые отражения позволяют снизить требования к уровню сигнала, приходящего к абонентской станции.

Интерференция возникает ввиду того, что сигналы имеют различные траектории следования, что приводит к их взаимному перекрытию во времени. Она в свою очередь является причиной замираний результирующего сигнала. Чтобы компенсировать замирания, мощность сигнала увеличивают на 20 дБ для компенсации замираний. При использовании шумоподобных сигналов происходит сжатие сигнала согласованным фильтром по времени, рисунок 3а, на рисунке 3б изображено напряжение на выходе согласованного фильтра – автокорреляционная функция шумоподобного сигнала.[34]

На рисунке 3,в показан отклик согласованного фильтра на несколько шумоподобных сигналов, которые пришли по разным траекториям. Если задержка между лучами Δt больше длительности центрального пика τ_0 , то лучи разделяются и центральные пики различных лучей можно разделить один от другого, а затем и объединить, устранив задержку между ними. Такой принцип борьбы с многолучевостью был использован в одной из первых систем связи с ШПС «RAKE». Таким образом, условие $\Delta t > \tau_0$ обеспечивает разделение лучей. Поскольку τ_0 и F связаны соотношением (2.1), то условие разделения лучей записывается следующим образом:

$$F \Delta t > 1 \quad (2.1)$$

Поскольку при распространении радиоволн существуют два луча - прямой и отраженный от некоторого объекта, то задержка $\Delta t \approx 2d/Rc$ где c - скорость света, R - расстояние между передатчиком и приемником, d - расстояние между отражающим объектом и прямым лучом.[37,38,39] В этом случае необходимо использовать ШПС с шириной спектра $\geq Rc/2d^2$,

На практике битовые ошибки чаще всего появляются последовательно друг за другом. Это возникает из-за того, что долговременные глубокие замирания

воздействуют сразу же на несколько последовательных битов информации. В случаях появления одиночных ошибок и последовательностях короткой длины используется канальное кодирование. Однако, использование только канального кодирования в условиях появления длинных последовательностей ошибок не допустимо.

Поэтому для избегания ошибочного приема битов вводится процесс Interleaving – интерливинга или перемежения. Этот процесс позволяет разбить последовательные биты сообщений так, чтобы эти биты не передавались последовательно друг за другом.

Поскольку Релеевские замирания частотно зависимы. Т.е. глубина таких замираний различна в каждом из районов местности и на разных частотах. В связи с этим в системе GSM предусмотрена опция FrequencyHopping - перескоки по частоте для MS и BTS в процессе установления соединения. Одновременный перескок по частоте MS и BTS обуславливается точной взаимной синхронизацией.

Согласно рекомендациям стандарта GSM существует 64 последовательности перескока по частоте. Одна из этих последовательностей циклическая или последовательная, а 63 остальных – псевдослучайные, которые могут быть сконфигурированы самим оператором.

На рисунке 4, схематично представлен процесс перескока по частоте.

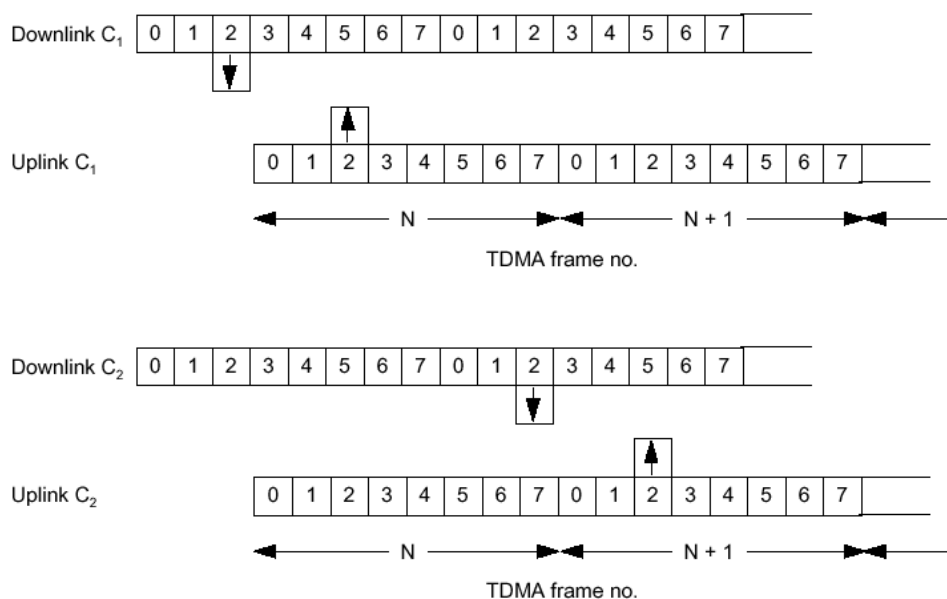


Рисунок 4- Перескоки по частоте

В течение кадра NTDMA используется несущая C₁, в то время как в течение кадра N+1 используется несущая C₂. Таким образом на протяжении всего установленного соединения используется один и тот же временной интервал, но изменяются частоты согласно определённой последовательности перескока по частоте.

3. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ КАНАЛА С ЗАМИРАНИЯМИ

3.1 Релеевская модель канала

Для анализа каналов с многолучевым распространением во многих случаях используют релеевскую модель канала. Основное отличие рэлеевского канала с замираниями и рассеяниями от гауссовского канала состоит в наличии аддитивной и мультипликативной помех

$$r_i = \mu_i s_i + \eta_i s_i \in A, \eta_i \sim (0, \sigma^2) \quad (3.1)$$

Причем вещественная и мнимая части мультипликативной помехи μ_i являются независимыми нормально распределенными случайными величинами с нулевым математическим ожиданием. Тогда $|\mu_i|$ имеет распределение Релея. Состояние такого канала удобно характеризовать отношением сигнал/шум, равным $\xi = |\mu_i|^2 / \sigma^2$, имеющим экспоненциальное распределение. В большинстве случаев оказывается, что μ_i и ξ являются зависимыми случайными величинами.[40,41]

Приемник для случая релеевского канала может функционировать как без учета информации о текущей фазе μ_i , так и с ее учетом.

В первом случае – некогерентный прием демодуляция основывается исключительно на свойствах используемого сигнального множества. Во втором случае оказывается возможным оценивание по максимуму правдоподобия, состоящее в поиске такого $s_i \in A$, что $\mu_i s_i - r_i$ минимально. Является очевидным, что в последнем случае можно добиться относительно лучшего качества демодуляции, но в виду большой вычислительной сложности этого подхода на практике в большинстве случаев применяется упрощенная схема, состоящая в выравнивании принятого сигнала и использовании некоторой функции,

позволяющей по оценке переданного символа вычислить соответствующие ему информационные биты, а при необходимости и их отношения правдоподобия. Наилучшие показатели обеспечивает выравнивание по минимуму среднего квадрата ошибки.[42,43,44]

$$g_i = \frac{\mu_i^*}{|\mu_i|^2 + \sigma^2/M[|s|^2]} \quad (3.2)$$

В том случае когда передатчик никак не учитывает состояние канала, выражение для пропускной способности Релеевского канала может быть получено путем усреднения выражения

$$C = \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma) \quad (3.3)$$

По всем возможным значениям γ и отношения канал/шум, что приводит к выражению

$$C_{Rayleigh} \approx -\frac{1}{\ln 2} e^{1/\gamma} \int_{-\infty}^{1/\gamma} \frac{e^t}{t} dt \quad (3.4)$$

Многие каналы связи моделируются как многолучевые каналы с релеевскими замираниями, имеющие импульсную характеристику $h(k;l)$ и представляют собой линию задержки с отводами, где k -ый коэффициент –гауссовский случайный процесс с переменной h . Эта модель предполагает что, составляющие сигнала, приходящие с разными задержками некоррелированы и что корреляционные свойства канала стационарны.[47,48,49] Автокорреляционная функция, учитывающая эти предположения имеет вид:

$$E[h(k_1, l_1)h^*(k_2, l_2)] = \delta(k_1 - k_2)R(k_1; l_1 - l_2) \quad (3.5)$$

4. ФОРМИРОВАНИЕ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СОБСТВЕННЫХ ВЕКТОРОВ СУБПОЛОСНОЙ МАТРИЦЫ

4.1 Математическое описание метода формирования сигнала

Для формирования канальных сигналов при помощи субполосной матрицы на основе собственных векторов необходимо использовать квадратную, субполосную матрицу A с элементами

$$A = \{a_{ik}\}, i, k = 1, \dots, N, \quad (4.1)$$

$$a_{ik} = \int_{v \in V} \exp[-jv(i-k)] dv / 2\pi, j = \sqrt{-1}. \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} a_{ik} &= \{\sin[v_2(i-k)] - \sin[v_1(i-k)]\} / [\pi(i-k)], i \neq k; \\ a_{ik} &= (v_2 - v_1) / \pi, i = k. \end{aligned} \quad (4.3)$$

Сформированная матрица является полностью симметричной и обладает полным набором собственных векторов, которые условиям

$$\lambda_i \vec{q}_i = A \vec{q}_i \quad (4.7)$$

предполагается, что собственные числа упорядочены по убыванию и обладают следующими свойствами

$$\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_N > 0; \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned}\|\vec{q}_i\|^2 &= \sum_{k=1}^N q_{ki}^2 = 1; \\ (\vec{q}_k, \vec{q}_i) &= \sum_{r=1}^N q_{ri} q_{rk} = 0, i \neq k.\end{aligned}\tag{4.9}$$

Значения собственных чисел соответствующих собственным векторам не превышают единицу, поскольку

$$\lambda_i = \frac{1}{2\pi} \int_{w \in V} |Q_i(w)|^2 dw \leq \sum_{k=1}^N q_{ik}^2 \tag{4.10}$$

$$Q_i = \sum_{k=1}^N q_{ik} e^{-jw(k-1)} \tag{4.11}$$

Таким образом, из условия (4.10) следует, что собственные векторы, энергия которых максимально сосредоточена в заданной полосе, обладают соответствующими собственными числами, значения которых равны или близки к единице.

Основная мысль метода состоит в формировании канального сигнала, используя в основе собственные вектора с определенными коэффициентами, которыми являются информационные биты исходного сигнала. Для формирования оптимального канального сигнала, прежде всего, следует вычислить элементы субполосной матрицы A для заданного частотного интервала по формуле (4.3).

Собственные вектора собственные числа, которых близки или равны единице, определяют какое количество удовлетворяют условию по оптимальному занятию предоставляемой полос частот, что позволяет определить количество бит J , которые можно передать в выбранной последовательности, при том что один бит соответствует одному собственному вектору.

Формируем матрицу $Q_1 = \{\vec{q}_1, \vec{q}_2, \dots, \vec{q}_J\}$ размерностью $[N \times J]$, состоящую из собственных векторов \vec{q} , соответствующие собственные числа которых близки или равны единице.

4.2 Метод восстановления передаваемой информации

Пусть задан информационный вектор размерностью J , в виде последовательности бит, который подлежит передаче по каналу связи в частотном интервале вида (4.5) с использованием канального дискретного сигнала (вектора).

$$\vec{e} = (e_1, \dots, e_J)' . \quad (4.12)$$

Вектор \vec{e} представляет собой набор двоичных значений, принимающих значения 1 либо -1.

Формирования канального сигнала осуществляется по формуле

$$\vec{x} = Q_1 \cdot \vec{e} = (\vec{q}_1, \vec{q}_2, \dots, \vec{q}_J) \cdot \vec{e} = \sum_{i=1}^J e_i \vec{q}_i . \quad (4.13)$$

Из-за того собственные вектора ортогональны —они обладают хорошей помехоустойчивостью, которую можно сравнить с помехоустойчивостью канального сигнала сформированного с использование фазовой модуляции.

Свойство ортогональности собственных векторов позволяет записать равенство

$$Q \cdot Q^T = 1 . \quad (4.14)$$

На приемной стороне исходя из условия (4.9) для восстановления переданного информационного вектора регистрируются N значений затем осуществляется перемножение на заранее известную транспонированную матрицу собственных векторов Q

$$\vec{e} = Q^T \cdot \vec{x} = Q^T \cdot Q \cdot \vec{e} = 1 \cdot \vec{e},$$

где \vec{e} восстановленный информационный вектор.

В итоге получается, что имея идеальный канал связи, когда передача канального сигнала осуществляется без искажений и помех, восстановленный вектор будет совпадать с первоначальным. Данный метод обладает минимальным уровнем внеполосных излучений за счет использования в качестве базисных функций собственных векторов субполосных матриц со значением собственного числа приблизительно равного 1.

Таким образом, имея идеальный канал связи, т.е. передача канального сигнала осуществляется без искажений и помех, восстановленный вектор будет совпадать с первоначальным.

Если, $\hat{\vec{x}} = \vec{x} + \vec{\varepsilon}$, где $\vec{\varepsilon}$ - помехи в канале связи, то необходимо использовать решающую процедуру отнесения символа e_i к 1 или к 0, на основе скалярных произведений $\hat{e}_i = e_i + (\vec{\varepsilon}_i \vec{q}_i)$.

Решающее устройство с порогом $h=0$, принимает решение о наличии логической единицы, если $\hat{e}_i > 0, i = 1...J$ или логического нуля, если $\hat{e}_i < 0, i = 1...J$, таким образом восстанавливая исходный информационный вектор. Безопасность передачи информации обеспечивается за счет перестановок собственных векторов перед формированием канального сигнала, что потребует знание точного расположения переставленных собственных векторов при восстановлении данных на приемной стороне, ключом данного метода защиты будет являться карта точного расположения собственных векторов.

5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

5.1 Постановка эксперимента

При проведении исследований были использованы 5 каналов с различными характеристиками: различное количество лучей (от 1 до 5 лучей) и усиление в канале связи в дБ. Также были использованы 10 стандартных каналов, имитирующих различные типы местности с различным количеством лучей. Данные каналы смоделированы в соответствии со спецификацией 3GPP TS.45.005 v7.9.9 (2007-2).

Информационный вектор размерностью J , в виде последовательности бит, передается по каналу связи. На приемной стороне регистрируется N значений и осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов.

5.2 Используемые модели каналов

Таблица 5.1 - Используемые модели каналов

Моделируемые каналы	Кол-во лучей	Усиление (Db)
Test signal 1	[0]	[0]
Test signal 2	[0;1]	[0; -2]
Test signal 3	[0; 7; 5]	[0; -2; -3]
Test signal 4	[0; 1; 5; 10]	[0; -2; -3; -10]
Test signal 5	[0; 7; 5; 12; 17]	[0; -2; -3; -7; -12]

Таблица 5.2 - Используемые модели стандартных каналов

	Тип местности, кол-во лучей	Задержка, с	Усиление, дБ	Частота дискретизации,	Доплеровское смещение
cost207RAx4	Сельская местность, 4 луча	[0;2e-7;4e- 7;6e-7]	[0;-2;-10;- 20]	20	1
cost207RAx6	Сельская местность, 6 лучей	[0;1e-7;2e- 7;3e-7;4e- 7;5e-7]	[0;-4;-8;- 12;-16;- 20]	20	1
cost207TUx6	Типичная городская застройка, 6 лучей	[0;2e-7;6e- 7;1,6e- 6;2,4e-6;5 e- 6]	[-3;0;-2;- 6;-8;-10]	20	1
cost207TUx6alt	Альтернативная городская застройка, 6 лучей	[0; 2e-7;5e- 7; 1,6e-6; 2,3e-6;5e-6]	[-3;0;-2;- 6;-8;-10]	20	1
cost207BUx12	Слабая городская застройка, 12 лучей	[0; 2 e-7; 4 e-7;8 e-7; 1,6e-6; 2,2e- 6; 3,2e-6; 5e-6;6e- 6;7,2e- 6;8,2e-6;1e- 5]	[-7;-3;- 1;0;-2;-6;- 7;-10;-15]	20	1

cost207BUx12alt	Альтернативная Слабая городская застройка, 12 лучей	[0; 1e-7; 3e-7; 7e-7; 1,6e-6; 2,2e-6; 3,1e-6; 5e-6; 6e-6; 7,2e-6; 8,1e-6; 1e-5]	[-7,7; - 3,4; -1,3; 0; -2,3; - 5,6; -7,4, - 1,4; -1,6; - 6,7; -9,8; - 15,1]	20	1
cost207HTx6	Горная местность, 6 лучей	[0; 2e-7; 4e- 7; 6e-7; 1,5e-5; 1,72e-5;]	[0; -2; -4; -7; -6; - 12]	20	1
cost207HTx6alt	Альтернативная горная местность, 6 лучей	[0; 1e-7; 3e-7; 5e-7; 1,5e-5; 1,72e-5]	[0; -1,5; - 4,5; -7,5; - 8; -17,7]	20	1
cost207HTx12	Горная местность, 12 лучей	[0; 2 e-7; 4 e- 7; 8 e-7; 1,6e-6; 2,2e-6; 3,2e-6; 5e-6; 6e-6; 7,2e- 6; 8,2e-6; 1e-5]	[-7; -3; - 1; 0; -2; -6; - 7; -10; -15]	20	1
cost207HTx12alt	Альтернативная горная местность, 12 лучей	[0; 1e-7; 3e-7; 7e-7; 1,6e-6; 2,2e-6; 3,1e-6; 5e-6; 6e-6; 7,2e-6; 8,1e-6; 1e-5]	[-7,7; - 3,4; -1,3; 0; -2,3; - 5,6; -7,4, - 1,4; -1,6; - 6,7; -9,8; - 15,1]	20	1

5.3 Модели стандартных каналов

Был использован канал из стандартной библиотеки MATLAB, по каналу связи Cost207RAx4 передается информационный вектор в виде нулей и единиц.

Cost207RAx4 сельская местность, 4 луча

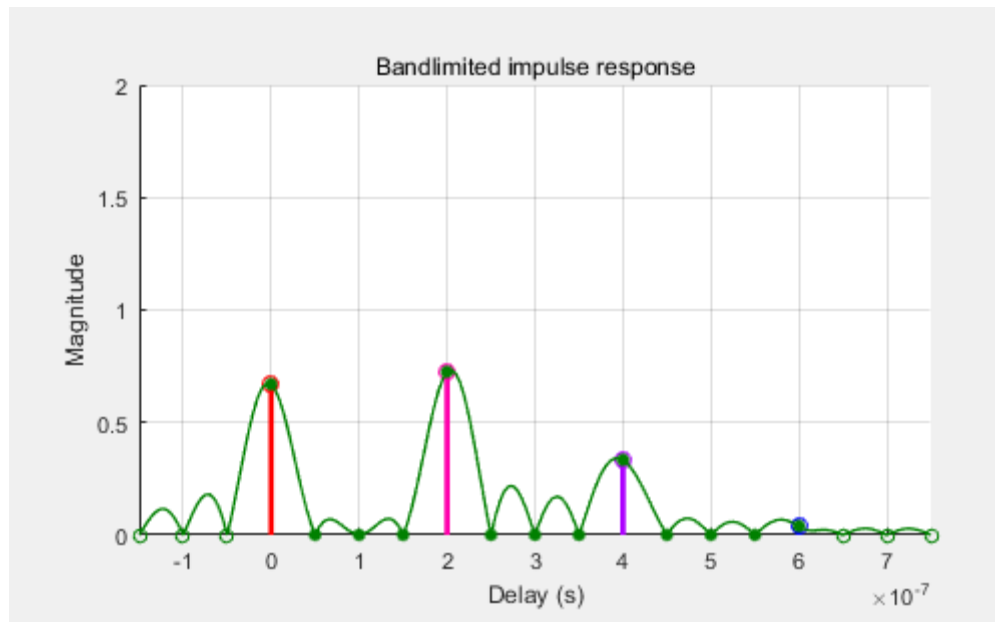
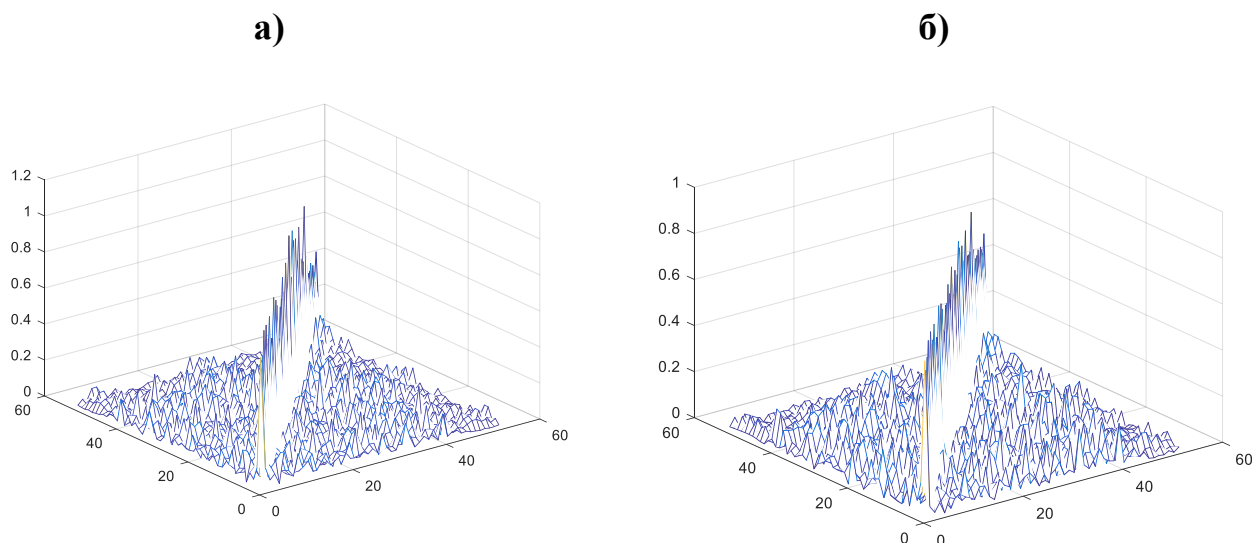


Рисунок 5-Амплитуда и задержка лучей распространения канала cost207RAx4



$$P_{\text{ош}}=51.5\%$$

Рисунок 6- Скалярное произведение собственных векторов а) до канала б) после канала

На приемной стороне регистрируется N значений. Затем осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов с целью восстановления сигнала исходя из свойства (4.14). Скалярное произведение собственных векторов представлено в таблице 3. Также скалярное произведение собственных векторов представлено на рисунке 6. В данном случае вероятность возникновения ошибки составляет 51,5%.

Таблица 4-Скалярное произведение собственных векторов

0,7482	0,1267	0,0530	0,0795	0,0190	0,1878	0,0778	0,0394	0,1569	0,0734	0,0975
0,1267	0,6668	0,1449	0,1075	0,1369	0,1744	0,0699	0,0378	0,0448	0,0451	0,0864
0,0530	0,1449	0,7251	0,0491	0,0692	0,1022	0,0572	0,0337	0,1020	0,0428	0,1532
0,0795	0,1075	0,0491	0,8482	0,0274	0,0694	0,0346	0,0666	0,0783	0,0620	0,0495
0,0190	0,1369	0,0692	0,0274	0,7096	0,0163	0,0660	0,0129	0,0609	0,0607	0,0354
0,1878	0,1744	0,1022	0,0694	0,0163	0,8453	0,0223	0,0928	0,0900	0,1266	0,1684
0,0778	0,0699	0,0572	0,0346	0,0660	0,0223	0,7253	0,0664	0,1029	0,0973	0,1191
0,0394	0,0378	0,0337	0,0666	0,0129	0,0928	0,0664	0,7379	0,1354	0,1106	0,0699
0,1569	0,0448	0,1020	0,0783	0,0609	0,0900	0,1029	0,1354	0,8450	0,0297	0,0244

0,0734	0,0451	0,0428	0,0620	0,0607	0,1266	0,0973	0,1106	0,0297	0,6714	0,0589
0,0975	0,0864	0,1532	0,0495	0,0354	0,1684	0,1191	0,0699	0,0244	0,0589	0,6917

На рисунке 7, представлен канал Cost207RAx6 сельская местность, 6 лучей с их имплитудами и временем задержки каждого луча

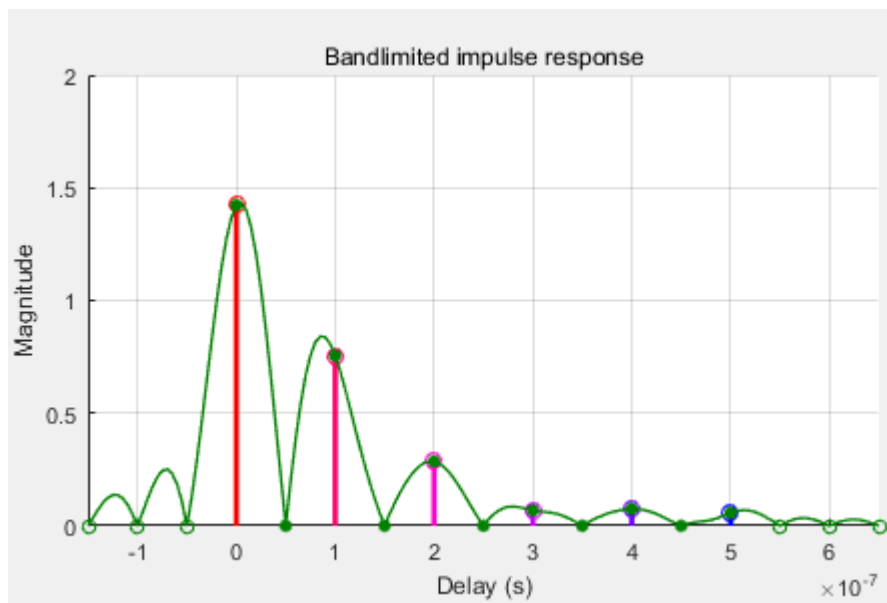
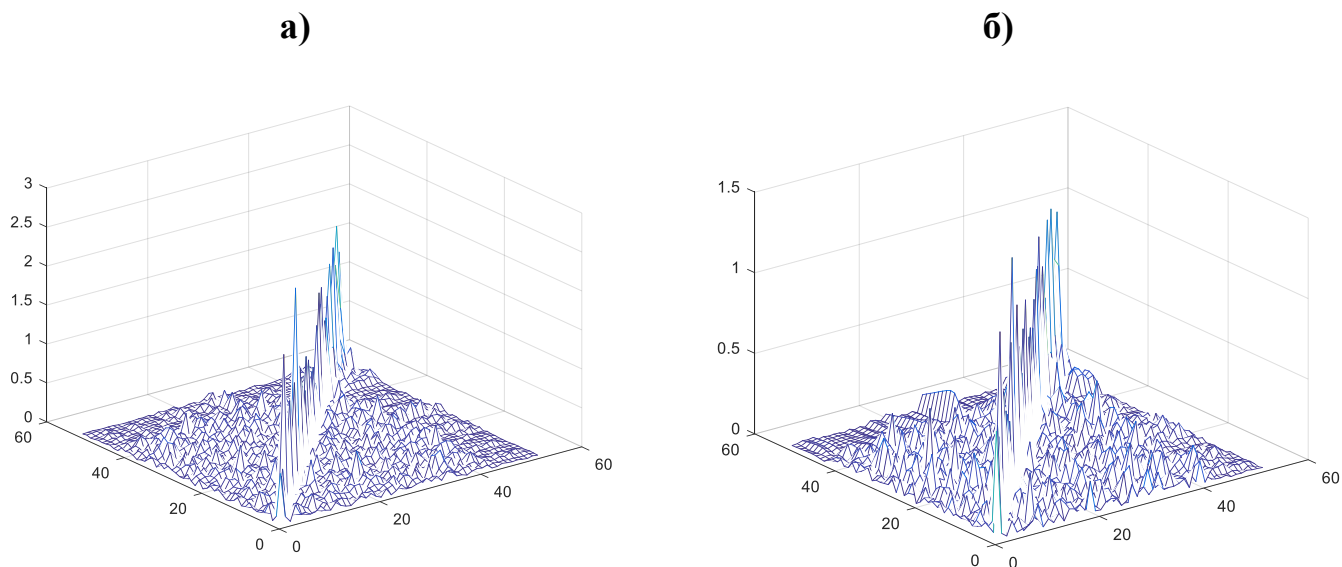


Рисунок 7 - Амплитуда и задержка лучей распространения канала cost207RAx6



$$P_{\text{ош}}=48\%$$

Рисунок 8-Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207RAx6 а) и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

По каналу связи с многолучевым распространением Cost207RAx6 передается информационный вектор в виде нулей и единиц. На приемной стороне регистрируется N значений. Затем осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов с целью восстановления сигнала исходя из свойства (4.14). Скалярное произведение собственных векторов представлено в таблице 8. Также скалярное произведение собственных векторов представлено на рисунке 8. В данном случае вероятность возникновения ошибки составляет 48%.

Таблица 5 - Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207RAx6 а) и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

0,6737	0,1017	0,0222	0,2138	0,0839	0,0860	0,0449	0,0591	0,1133	0,0422	0,0265
0,1017	0,5937	0,0864	0,0646	0,0536	0,0365	0,0160	0,0185	0,0337	0,0114	0,0896
0,0222	0,0864	0,6454	0,1156	0,0767	0,1549	0,0957	0,0600	0,2226	0,0245	0,0787
0,2138	0,0646	0,1156	2,0758	0,0550	0,1266	0,0274	0,0354	0,1690	0,1185	0,0801
0,0839	0,0536	0,0767	0,0550	0,9741	0,0422	0,0702	0,0259	0,1298	0,0398	0,0755
0,0860	0,0365	0,1549	0,1266	0,0422	1,0203	0,0130	0,0608	0,1632	0,0671	0,1185
0,0449	0,0160	0,0957	0,0274	0,0702	0,0130	0,7850	0,1080	0,0323	0,1266	0,0261
0,0591	0,0185	0,0600	0,0354	0,0259	0,0608	0,1080	0,2712	0,0943	0,0821	0,0337
0,1133	0,0337	0,2226	0,1690	0,1298	0,1632	0,0323	0,0943	1,2809	0,0669	0,0396
0,0422	0,0114	0,0245	0,1185	0,0398	0,0671	0,1266	0,0821	0,0669	0,8658	0,0551
0,0265	0,0896	0,0787	0,0801	0,0755	0,1185	0,0261	0,0337	0,0396	0,0551	0,5855

Cost207TUx6 типичная городская застройка, 6 лучей

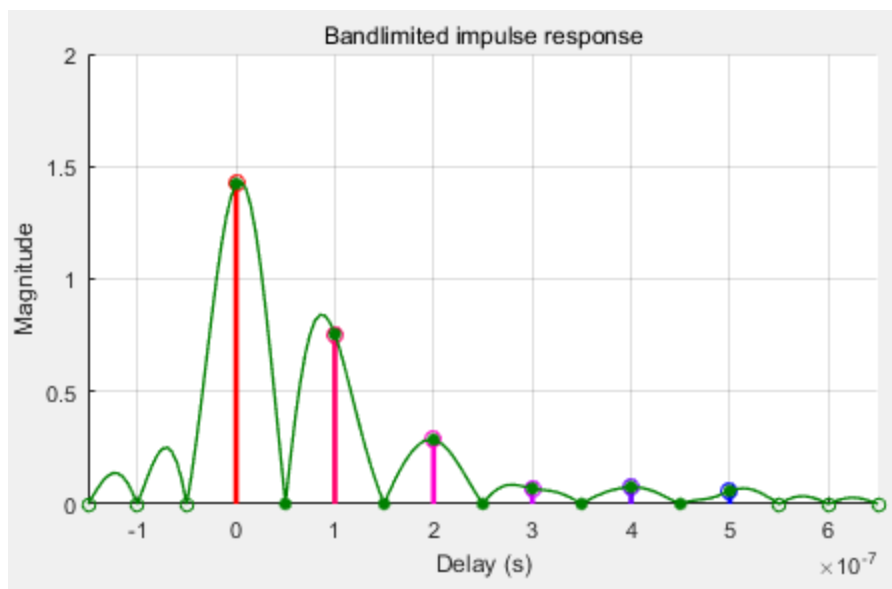
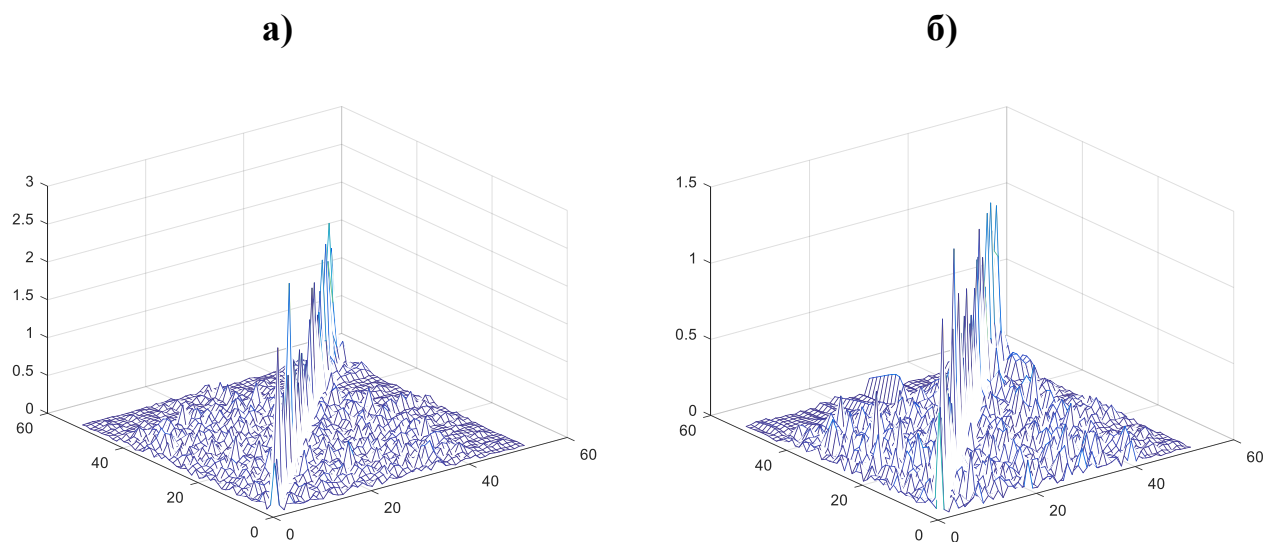


Рисунок 9 - Амплитуда и задержка лучей распространения канала cost207 TUx6



$$P_{\text{ош}}=51\%$$

Рисунок 10- Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207 TUx6 а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

По каналу связи с многолучевым распространением Cost207TUx6 передается информационный вектор в виде нулей и единиц. На приемной стороне регистрируется N значений. Затем осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов с целью восстановления сигнала исходя из свойства (4.14). Скалярное произведение собственных векторов представлено в таблице 5. Также скалярное произведение собственных векторов представлено на рисунке 10. В данном случае вероятность возникновения ошибки составляет 51%.

Таблица 6 - Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207 TUx6 а) и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

0,6554	0,0538	0,1024	0,0801	0,0460	0,1971	0,3417	0,0664	0,0470	0,0659	0,0719
0,0538	0,0974	0,0271	0,0075	0,0164	0,0524	0,0846	0,0468	0,0507	0,0480	0,0124
0,1024	0,0271	0,7179	0,0685	0,0367	0,1197	0,1217	0,2491	0,0551	0,0745	0,1335
0,0801	0,0075	0,0685	0,7174	0,0451	0,0313	0,0657	0,0505	0,1095	0,0752	0,0211
0,0460	0,0164	0,0367	0,0451	0,7284	0,0654	0,0814	0,0590	0,0264	0,0091	0,1207
0,1971	0,0524	0,1197	0,0313	0,0654	0,5146	0,0600	0,0949	0,0180	0,0534	0,0648
0,3417	0,0846	0,1217	0,0657	0,0814	0,0600	0,9113	0,0389	0,1152	0,1593	0,0391
0,0664	0,0468	0,2491	0,0505	0,0590	0,0949	0,0389	1,3823	0,1885	0,1009	0,0273
0,0470	0,0507	0,0551	0,1095	0,0264	0,0180	0,1152	0,1885	0,7219	0,0267	0,0105
0,0659	0,0480	0,0745	0,0752	0,0091	0,0534	0,1593	0,1009	0,0267	0,6929	0,1655
0,0719	0,0124	0,1335	0,0211	0,1207	0,0648	0,0391	0,0273	0,0105	0,1655	0,4700

Cost207TUx6alt альтернативная городская застройка, 6 лучей

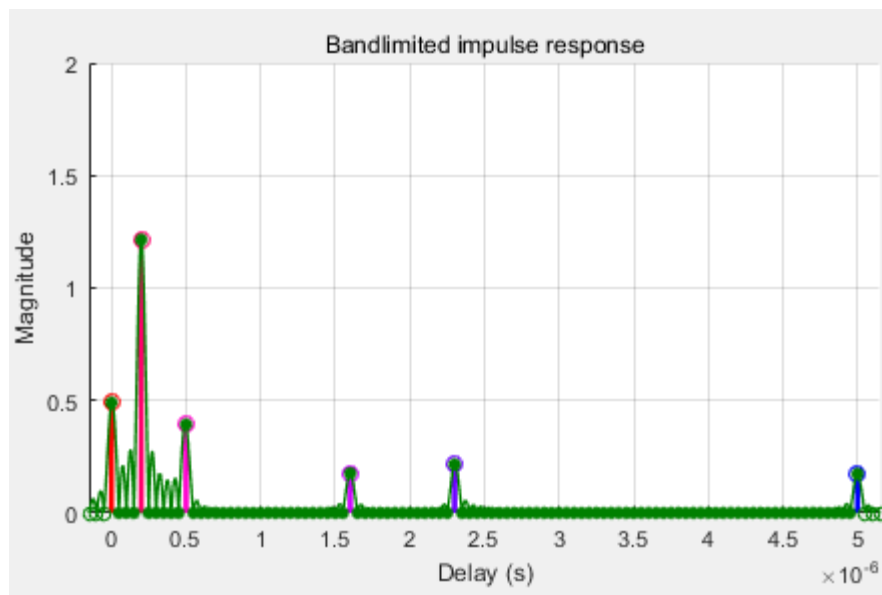
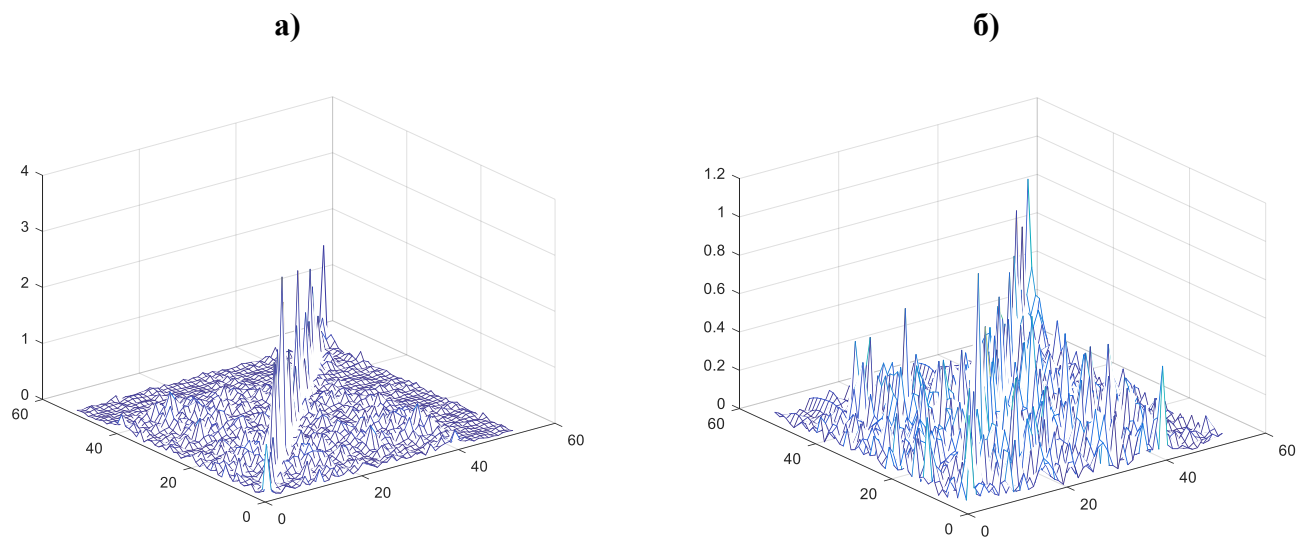


Рисунок 11- Амплитуда и задержка лучей распространения канала cost207TUx6alt



$$P_{\text{ош}}=49,13\%$$

Рисунок 12 - Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207 TUx6alt а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

По каналу связи с многолучевым распространением Cost207TUx6alt передается информационный вектор в виде нулей и единиц. На приемной стороне регистрируется N значений. Затем осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов с целью восстановления сигнала исходя из свойства (4.14). Скалярное произведение собственных векторов представлено в таблице 6. Также скалярное произведение собственных векторов представлено на рисунке 12. В данном случае вероятность возникновения ошибки составляет 49,13%.

Таблица 7- Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207 TUx6alt а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

0,9796	0,1479	0,0569	0,0344	0,1382	0,0924	0,0513	0,0715	0,2179	0,0418	0,1270
0,1479	0,3776	0,0549	0,0165	0,0079	0,0874	0,0367	0,0737	0,1247	0,0247	0,0850
0,0569	0,0549	0,5923	0,0693	0,0518	0,0677	0,0666	0,0980	0,1030	0,1107	0,3749
0,0344	0,0165	0,0693	0,2207	0,1103	0,0499	0,0613	0,0463	0,0846	0,0537	0,0929
0,1382	0,0079	0,0518	0,1103	0,6131	0,1072	0,2165	0,0639	0,0585	0,0288	0,0898
0,0924	0,0874	0,0677	0,0499	0,1072	0,4413	0,1014	0,0241	0,1222	0,0615	0,0749
0,0513	0,0367	0,0666	0,0613	0,2165	0,1014	0,7703	0,1044	0,0694	0,1134	0,1909
0,0715	0,0737	0,0980	0,0463	0,0639	0,0241	0,1044	2,0597	0,1321	0,2524	0,2289
0,2179	0,1247	0,1030	0,0846	0,0585	0,1222	0,0694	0,1321	1,9695	0,0639	0,0276
0,0418	0,0247	0,1107	0,0537	0,0288	0,0615	0,1134	0,2524	0,0639	0,8363	0,1789
0,1270	0,0850	0,3749	0,0929	0,0898	0,0749	0,1909	0,2289	0,0276	0,1789	2,1242

Cost207BUx12 слабая городская застройка 12 лучей

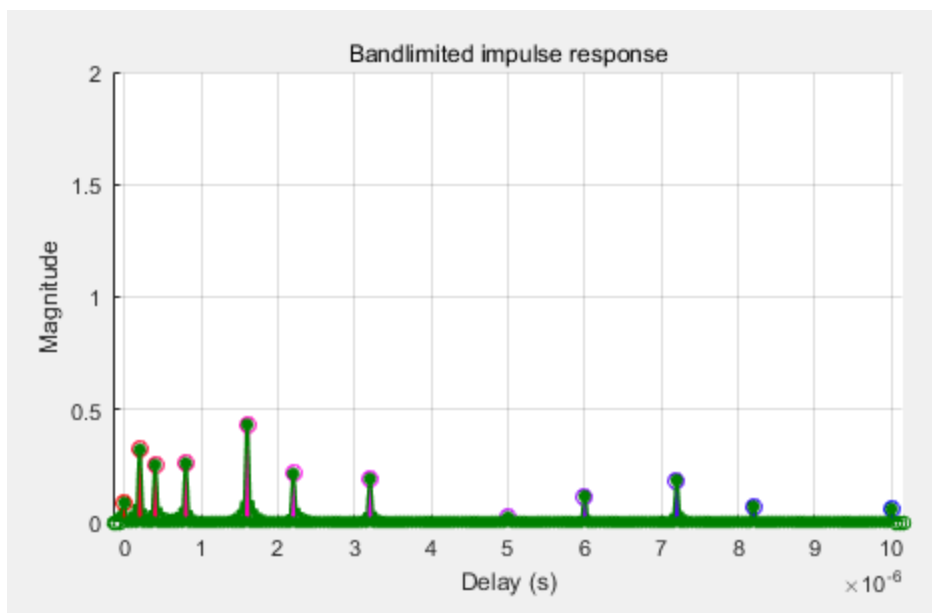
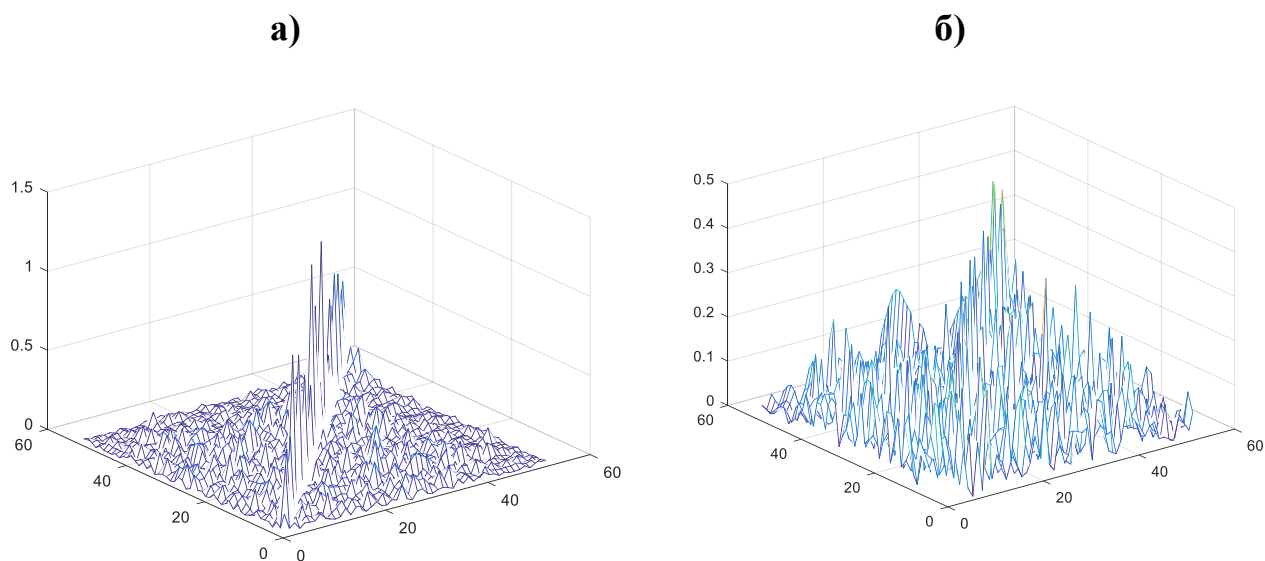


Рисунок 13- Импульсная характеристика канала cost207BUx12



$$P_{\text{ош}}=56,17\%$$

Рисунок 14- Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207 BUx12
а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

По каналу связи с многолучевым распространением Cost207BUx12 передается информационный вектор в виде нулей и единиц. На приемной стороне регистрируется N значений. Затем осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов с целью восстановления сигнала исходя из свойства (4.14). Скалярное произведение собственных векторов представлено в таблице 7. Также скалярное произведение собственных векторов представлено на рисунке 14. В данном случае вероятность возникновения ошибки составляет 56,17%.

Таблица 8- Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207 BUx12 а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

0,1306	0,0311	0,0576	0,0137	0,0391	0,0355	0,0346	0,0682	0,0373	0,0205	0,0109
0,0311	0,4112	0,0460	0,0746	0,0312	0,0659	0,0499	0,0418	0,0582	0,0111	0,0382
0,0576	0,0460	0,5002	0,0671	0,0039	0,1135	0,0372	0,0243	0,0365	0,0196	0,1527
0,0137	0,0746	0,0671	0,3215	0,0260	0,0631	0,0229	0,1128	0,0115	0,0292	0,0303
0,0391	0,0312	0,0039	0,0260	0,1253	0,0517	0,0100	0,0411	0,0394	0,0064	0,0134
0,0355	0,0659	0,1135	0,0631	0,0517	0,5171	0,0544	0,1091	0,0597	0,0472	0,0403
0,0346	0,0499	0,0372	0,0229	0,0100	0,0544	0,1249	0,0296	0,0144	0,0071	0,0255
0,0682	0,0418	0,0243	0,1128	0,0411	0,1091	0,0296	0,9933	0,0455	0,0141	0,0242
0,0373	0,0582	0,0365	0,0115	0,0394	0,0597	0,0144	0,0455	0,4030	0,0458	0,0828
0,0205	0,0111	0,0196	0,0292	0,0064	0,0472	0,0071	0,0141	0,0458	0,1381	0,0071
0,0109	0,0382	0,1527	0,0303	0,0134	0,0403	0,0255	0,0242	0,0828	0,0071	0,3652

Cost207BUx12alt слабая городская застройка альтернативная 12 лучей

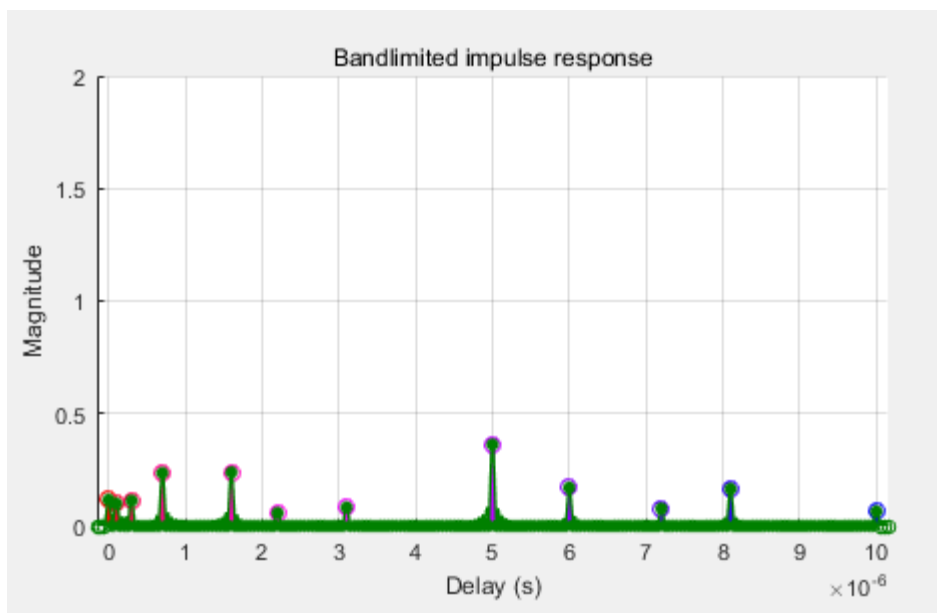
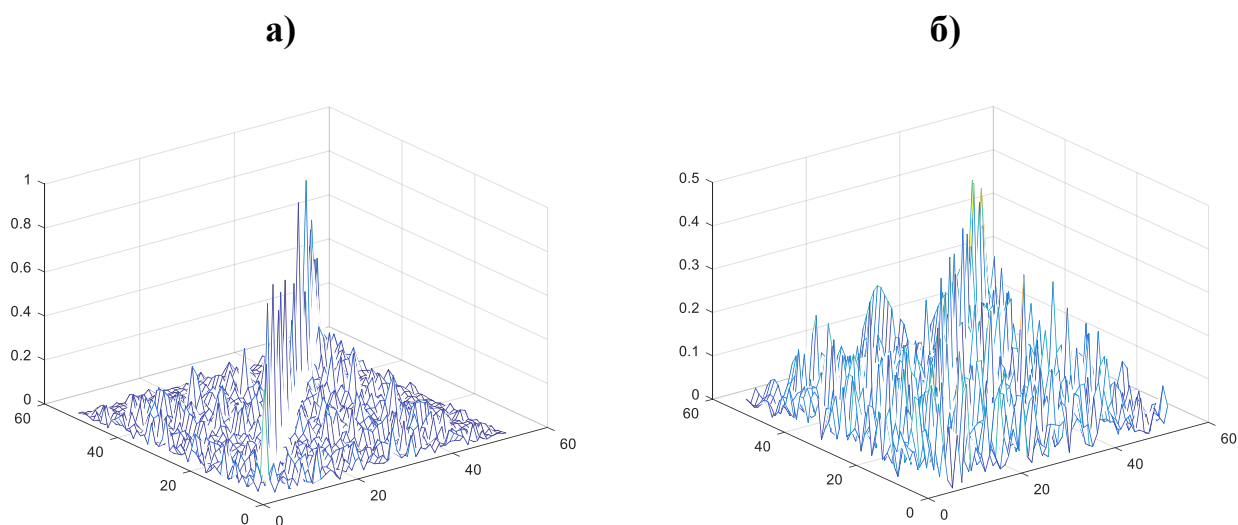


Рисунок 15 - Амплитуда и задержка лучей распространения канала cost207BUx12alt



$$P_{\text{ош}}=53\%$$

Рисунок 16- Скалярное произведение собственных векторов а) до канала б) после канала

По каналу связи с многолучевым распространением Cost207BUx12alt передается информационный вектор в виде нулей и единиц. На приемной стороне регистрируется N значений. Затем осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов с целью восстановления сигнала исходя из свойства (4.14). Скалярное произведение собственных векторов представлено в таблице 8. Также скалярное произведение собственных векторов представлено на рисунке 16. В данном случае вероятность возникновения ошибки составляет 53%.

Таблица 9 - Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207 BUx12alt а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

0,5102	0,1160	0,1625	0,0716	0,0907	0,0683	0,0732	0,0331	0,1280	0,0372	0,0309
0,1160	0,2985	0,0787	0,0193	0,0743	0,1063	0,0174	0,0355	0,0717	0,0544	0,0799
0,1625	0,0787	0,5974	0,0987	0,0420	0,0831	0,0805	0,0038	0,1074	0,1316	0,0190
0,0716	0,0193	0,0987	0,8609	0,0419	0,0680	0,0407	0,0172	0,1267	0,0129	0,1140
0,0907	0,0743	0,0420	0,0419	0,3039	0,0111	0,0585	0,0147	0,1418	0,0173	0,0595
0,0683	0,1063	0,0831	0,0680	0,0111	0,5610	0,0348	0,0238	0,0737	0,0294	0,0281
0,0732	0,0174	0,0805	0,0407	0,0585	0,0348	0,2196	0,0052	0,0886	0,0555	0,0551
0,0331	0,0355	0,0038	0,0172	0,0147	0,0238	0,0052	0,1373	0,0502	0,0667	0,0569
0,1280	0,0717	0,1074	0,1267	0,1418	0,0737	0,0886	0,0502	0,8798	0,0394	0,0534
0,0372	0,0544	0,1316	0,0129	0,0173	0,0294	0,0555	0,0667	0,0394	0,3975	0,1050
0,0309	0,0799	0,0190	0,1140	0,0595	0,0281	0,0551	0,0569	0,0534	0,1050	0,4277

Cost207HTx6 горная местность 6 лучей

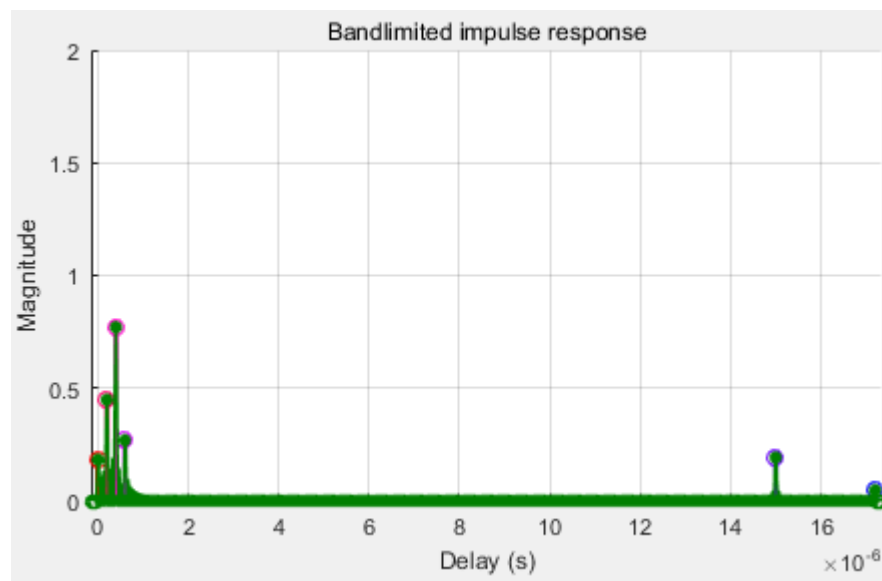
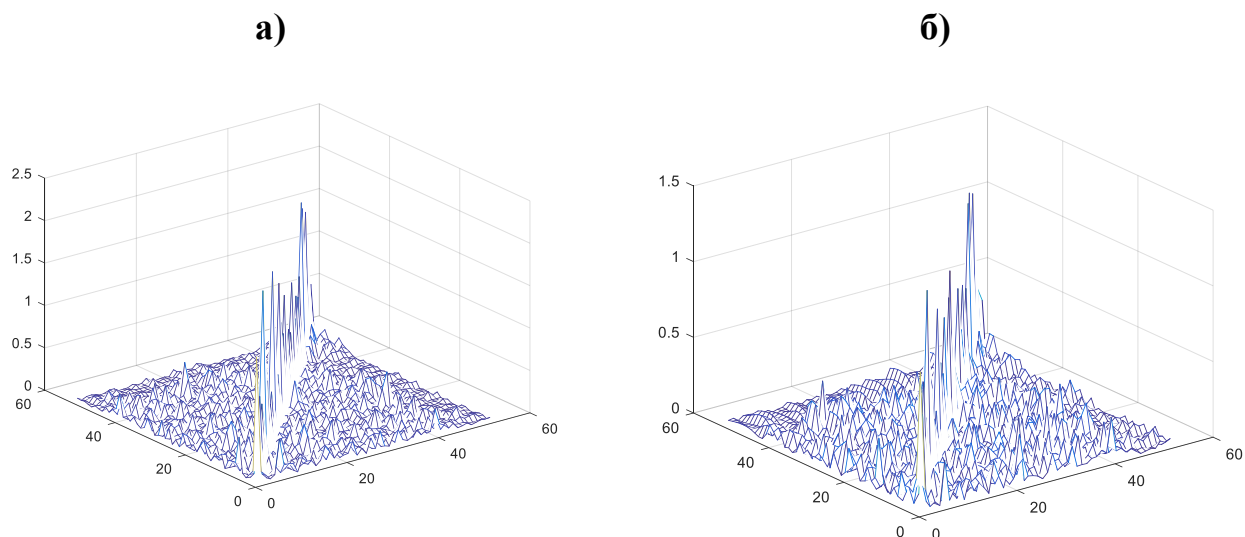


Рисунок 17- Амплитуда и задержка лучей распространения канала cost207HTx6



$$P_{\text{ош}}=49,19\%$$

Рисунок 18 - Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207 HTx6 а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

По каналу связи с многолучевым распространением Cost207HTx6 передается информационный вектор в виде нулей и единиц. На приемной стороне

регистрируется N значений. Затем осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов с целью восстановления сигнала исходя из свойства (4.14). Скалярное произведение собственных векторов представлено в таблице 9. Также скалярное произведение собственных векторов представлено на рисунке 18. В данном случае вероятность возникновения ошибки составляет 49,19%.

Таблица 10 - Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207 NTx6 а) и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

0,8240	0,0421	0,0829	0,0997	0,0907	0,2689	0,0735	0,0580	0,0275	0,0446	0,0485
0,0421	0,1257	0,0185	0,0383	0,0758	0,0474	0,0238	0,0119	0,0141	0,0170	0,0522
0,0829	0,0185	0,1796	0,0435	0,0441	0,0602	0,0692	0,0557	0,0190	0,0517	0,0540
0,0997	0,0383	0,0435	0,8570	0,0206	0,1176	0,0482	0,0454	0,0391	0,0830	0,0743
0,0907	0,0758	0,0441	0,0206	0,9483	0,0507	0,1280	0,0146	0,0599	0,1005	0,0823
0,2689	0,0474	0,0602	0,1176	0,0507	0,4755	0,0574	0,0792	0,0175	0,0432	0,0566
0,0735	0,0238	0,0692	0,0482	0,1280	0,0574	0,8071	0,2084	0,0305	0,0309	0,0557
0,0580	0,0119	0,0557	0,0454	0,0146	0,0792	0,2084	0,7511	0,0183	0,1649	0,1287
0,0275	0,0141	0,0190	0,0391	0,0599	0,0175	0,0305	0,0183	0,0935	0,0498	0,0178
0,0446	0,0170	0,0517	0,0830	0,1005	0,0432	0,0309	0,1649	0,0498	0,4531	0,0438
0,0485	0,0522	0,0540	0,0743	0,0823	0,0566	0,0557	0,1287	0,0178	0,0438	0,4130

Cost207HTx6alt горная местность 6 лучей

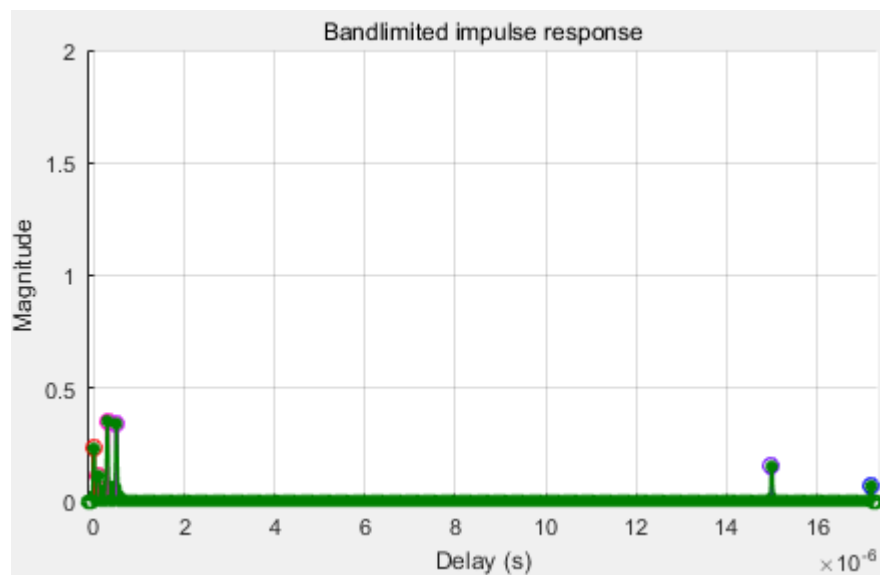
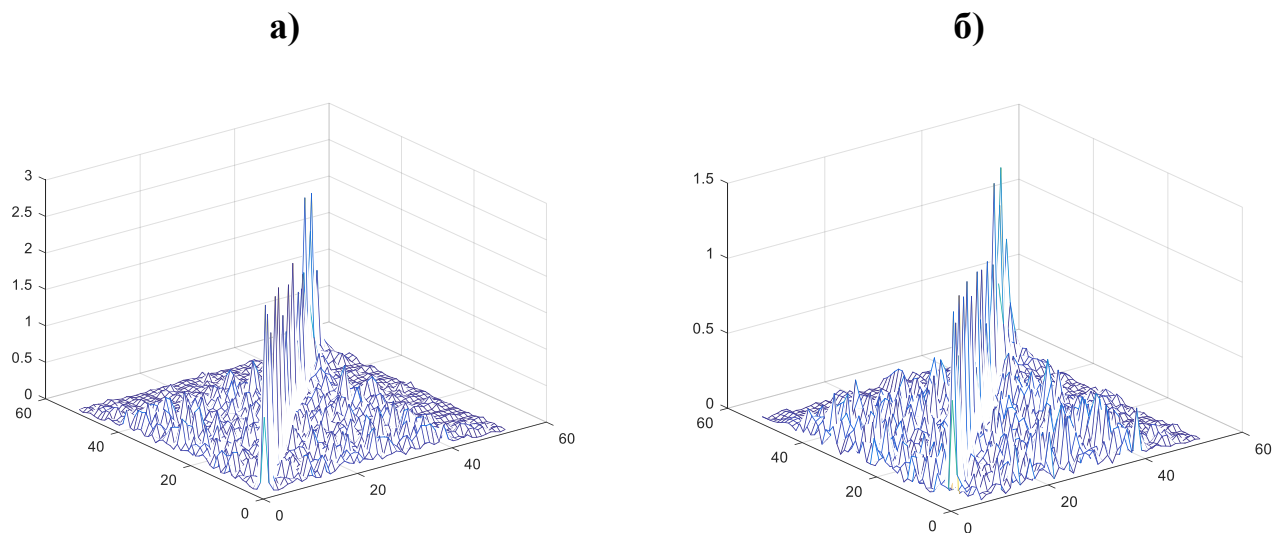


Рисунок 19- Амплитуда и задержка лучей распространения канала cost207HTx6alt



$$P_{\text{ош}}=49,62\%$$

Рисунок 20 - Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207 HTx6alt а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

По каналу связи с многолучевым распространением Cost207HTx6alt передается информационный вектор в виде нулей и единиц. На приемной стороне

регистрируется N значений. Затем осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов с целью восстановления сигнала исходя из свойства (4.14). Скалярное произведение собственных векторов представлено в таблице 10. Также скалярное произведение собственных векторов представлено на рисунке 20. В данном случае вероятность возникновения ошибки составляет 49,62%.

Таблица 11 - Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207 HTx6alt а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

1,0825	0,1659	0,0479	0,0306	0,0426	0,0765	0,0840	0,1198	0,0600	0,0817	0,2390
0,1659	2,5757	0,3193	0,1360	0,0284	0,1445	0,1144	0,0957	0,1554	0,0811	0,3546
0,0479	0,3193	2,1698	0,1687	0,1268	0,1260	0,0423	0,3067	0,1010	0,0303	0,3336
0,0306	0,1360	0,1687	2,3707	0,1617	0,0924	0,3147	0,1927	0,1567	0,0401	0,0841
0,0426	0,0284	0,1268	0,1617	0,9748	0,1337	0,0544	0,1343	0,2426	0,0413	0,0768
0,0765	0,1445	0,1260	0,0924	0,1337	1,3336	0,1804	0,2048	0,1503	0,0607	0,0448
0,0840	0,1144	0,0423	0,3147	0,0544	0,1804	1,9955	0,5047	0,0308	0,0599	0,2178
0,1198	0,0957	0,3067	0,1927	0,1343	0,2048	0,5047	1,5735	0,1177	0,0918	0,1438
0,0600	0,1554	0,1010	0,1567	0,2426	0,1503	0,0308	0,1177	0,6942	0,0665	0,0880
0,0817	0,0811	0,0303	0,0401	0,0413	0,0607	0,0599	0,0918	0,0665	0,1771	0,0820
0,2390	0,3546	0,3336	0,0841	0,0768	0,0448	0,2178	0,1438	0,0880	0,0820	2,3303

Cost207HTx12 горная местность 12 лучей

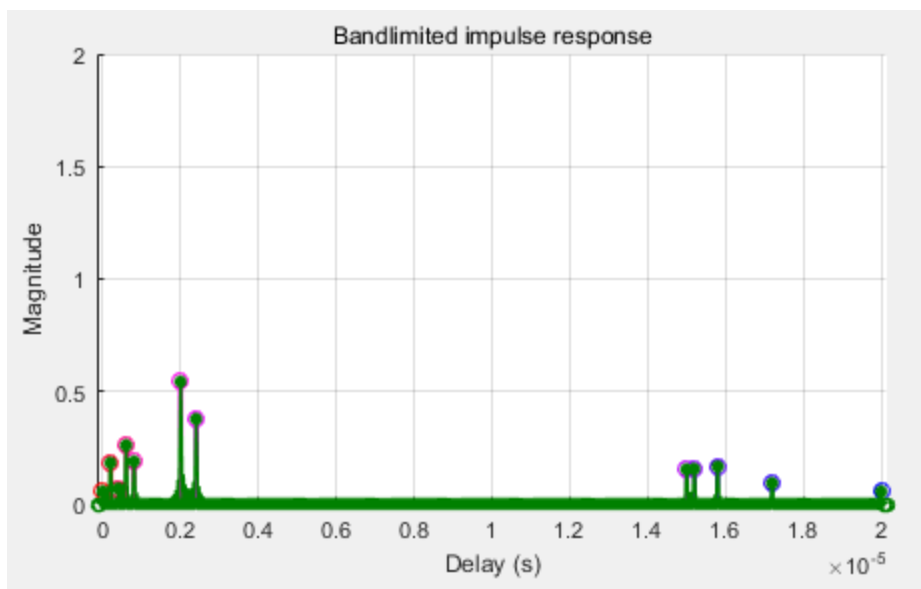
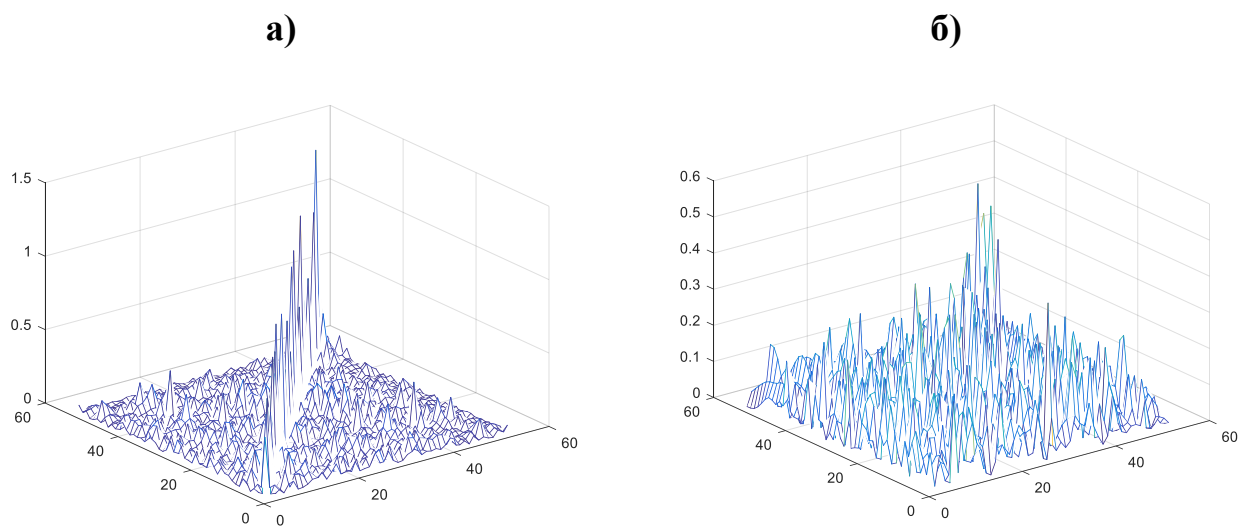


Рисунок 21- Амплитуда и задержка лучей распространения канала cost207HTx12



$$P_{\text{out}} = 58,74\%$$

Рисунок 22 - Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207 HTx12
а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

По каналу связи с многолучевым распространением Cost207NTx12 передается информационный вектор в виде нулей и единиц. На приемной стороне регистрируется N значений. Затем осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов с целью восстановления сигнала исходя из свойства (4.14). Скалярное произведение собственных векторов представлено в таблице 11. Также скалярное произведение собственных векторов представлено на рисунке 22. В данном случае вероятность возникновения ошибки составляет 58,74%.

Таблица 12- Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207 NTx12 а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

0,4352	0,0804	0,0906	0,0493	0,0192	0,0689	0,0818	0,0186	0,0221	0,0343	0,0590
0,0804	0,5704	0,0187	0,0133	0,0318	0,1532	0,0310	0,1055	0,1015	0,0740	0,1021
0,0906	0,0187	0,6570	0,0784	0,0394	0,0817	0,1014	0,0828	0,0985	0,1175	0,1657
0,0493	0,0133	0,0784	0,2738	0,0434	0,0292	0,0210	0,0692	0,0164	0,0470	0,0971
0,0192	0,0318	0,0394	0,0434	0,4078	0,0896	0,1024	0,0328	0,2155	0,1293	0,0718
0,0689	0,1532	0,0817	0,0292	0,0896	0,4992	0,0800	0,0359	0,1203	0,1465	0,1315
0,0818	0,0310	0,1014	0,0210	0,1024	0,0800	0,4270	0,0353	0,0332	0,0707	0,0920
0,0186	0,1055	0,0828	0,0692	0,0328	0,0359	0,0353	0,8366	0,1706	0,2075	0,0553
0,0221	0,1015	0,0985	0,0164	0,2155	0,1203	0,0332	0,1706	0,7051	0,0663	0,0849
0,0343	0,0740	0,1175	0,0470	0,1293	0,1465	0,0707	0,2075	0,0663	0,8332	0,0919
0,0590	0,1021	0,1657	0,0971	0,0718	0,1315	0,0920	0,0553	0,0849	0,0919	1,0013

Cost207HTx12alt горная местность 12 сигн alt

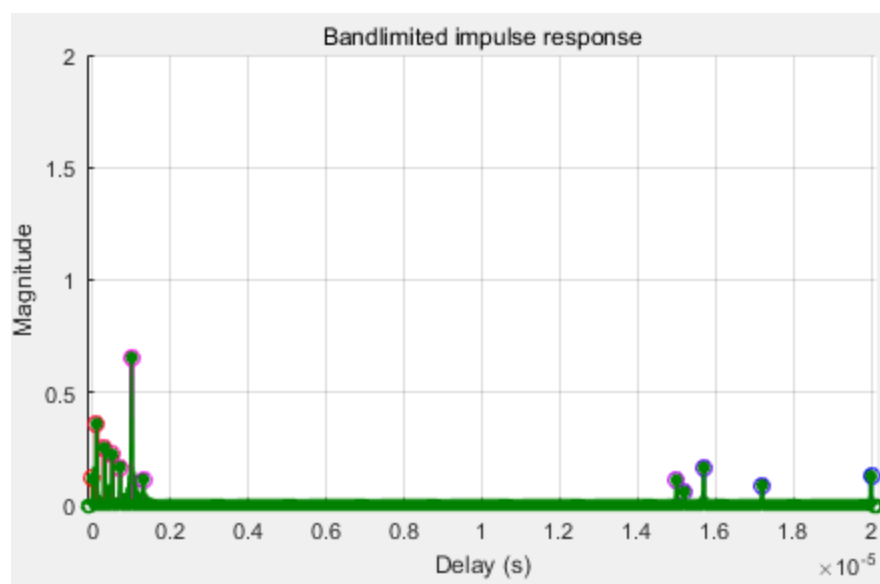
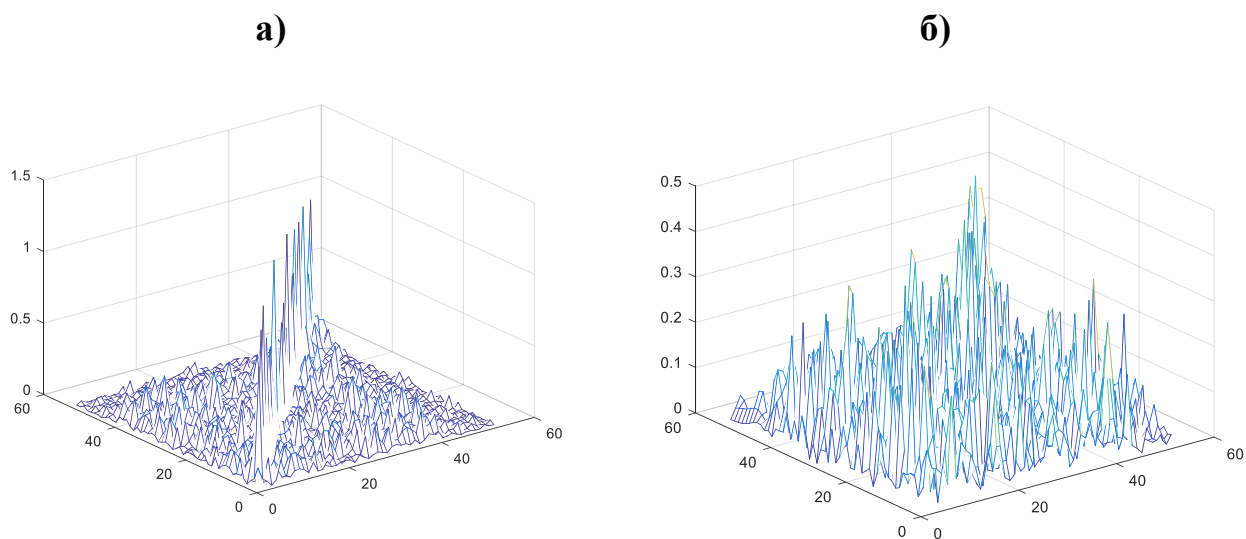


Рисунок 23 - Амплитуда и задержка лучей распространения канала cost207HTx12alt



$$P_{\text{ош}}=61,14\%$$

Рисунок 24- Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207 HTx12alt а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

По каналу связи с многолучевым распространением Cost207NTx12alt передается информационный вектор в виде нулей и единиц. На приемной стороне регистрируется N значений. Затем осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов с целью восстановления сигнала исходя из свойства (4.14). Скалярное произведение собственных векторов представлено в таблице 12. Также скалярное произведение собственных векторов представлено на рисунке 24. В данном случае вероятность возникновения ошибки составляет 61,14%.

Таблица 13 - Скалярное произведение собственных векторов после канала cost207 NTx12alt а) и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

1,5734	0,0799	0,0278	0,2676	0,0871	0,2460	0,0740	0,0975	0,0712	0,1862	0,0843
0,0799	0,5482	0,0635	0,0730	0,0300	0,0161	0,0658	0,1330	0,0149	0,0952	0,1807
0,0278	0,0635	0,3008	0,0954	0,0148	0,1097	0,0238	0,0423	0,0949	0,1083	0,0719
0,2676	0,0730	0,0954	0,5248	0,1060	0,1547	0,0408	0,0083	0,0487	0,1725	0,1077
0,0871	0,0300	0,0148	0,1060	0,5629	0,0975	0,0427	0,0162	0,0411	0,0983	0,0425
0,2460	0,0161	0,1097	0,1547	0,0975	0,8567	0,0929	0,1188	0,0493	0,0614	0,0745
0,0740	0,0658	0,0238	0,0408	0,0427	0,0929	0,5971	0,1017	0,1024	0,0774	0,0360
0,0975	0,1330	0,0423	0,0083	0,0162	0,1188	0,1017	0,6316	0,0704	0,1758	0,0474
0,0712	0,0149	0,0949	0,0487	0,0411	0,0493	0,1024	0,0704	0,4863	0,0810	0,0562
0,1862	0,0952	0,1083	0,1725	0,0983	0,0614	0,0774	0,1758	0,0810	1,0351	0,2980
0,0843	0,1807	0,0719	0,1077	0,0425	0,0745	0,0360	0,0474	0,0562	0,2980	0,9130

5.4 Моделируемые каналы

Test signal 1 (1 луч)

Таблица 14 - Моделируемые каналы

Моделируемые каналы	Кол-во лучей	Задержка (с)	Усиление (Db)	Частота дискретизации (МГц)	Доплеровское смещение (Гц)
Test signal 1	1	[0]	[0]	20	1
Test signal 2	2	[0; 1]	[0; -2]	20	1
Test signal 3	3	[0; 7; 5]	[0; -2; -3]	20	1
Test signal 4	4	[0; 1; 5; 10]	[0; -2; -3; -10]	20	1
Test signal 5	5	[0; 7; 5; 12; 17]	[0; -2; -3; -7; -12]	20	1

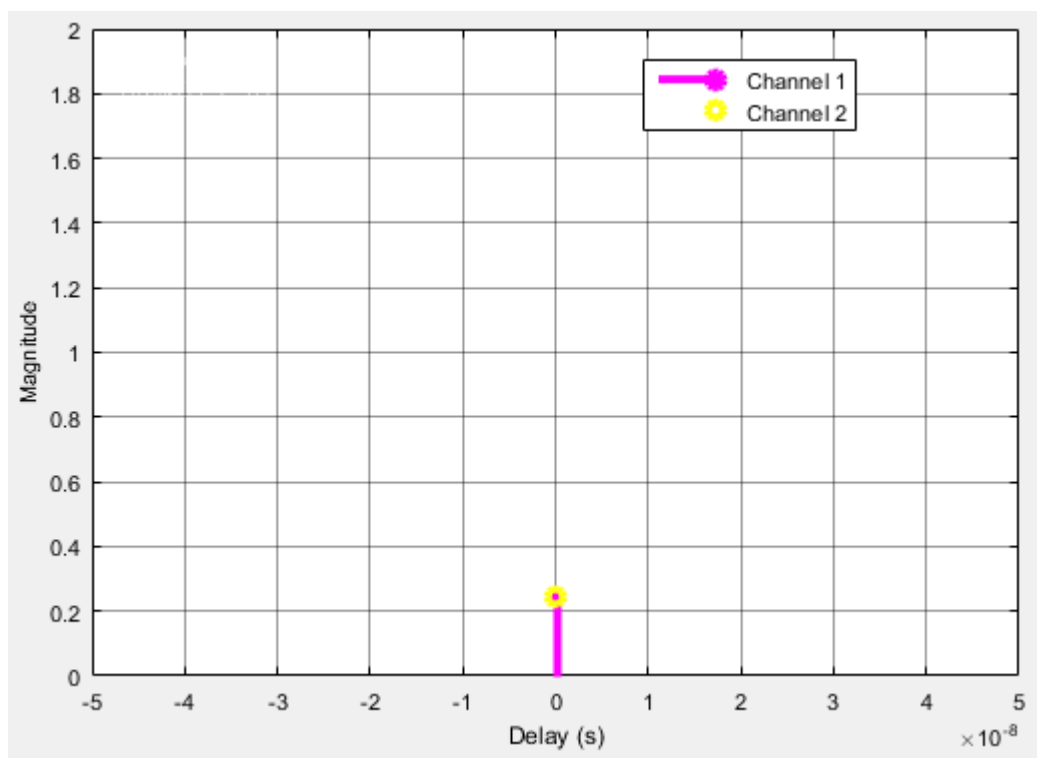
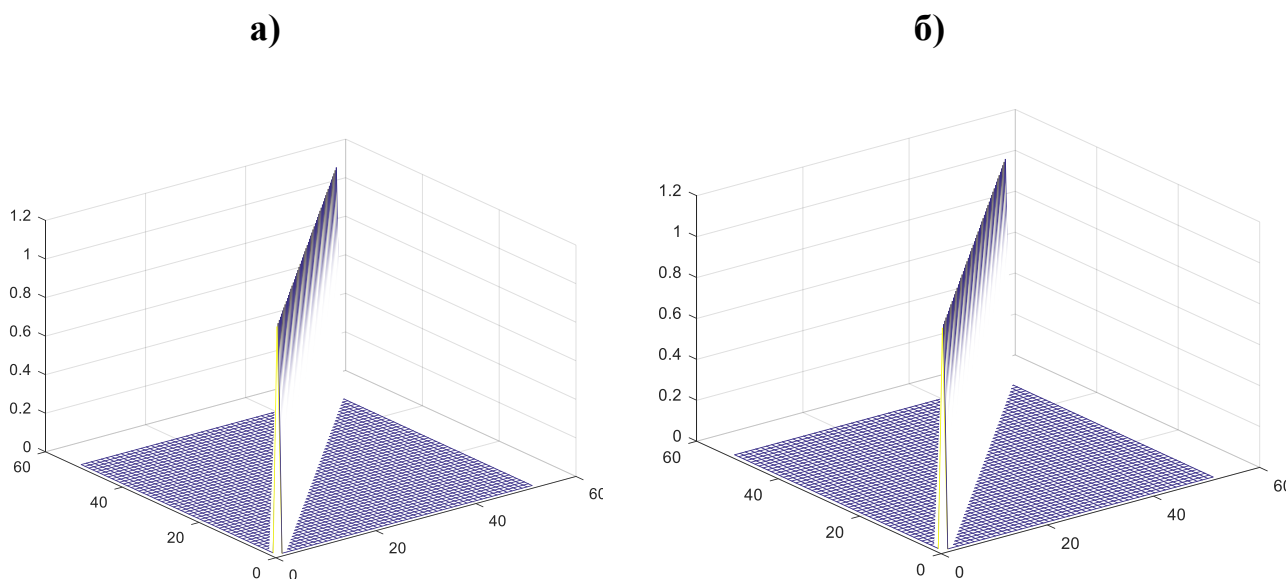


Рисунок 25 - Амплитуда и задержка лучей распространения канала test Signal 1

В данном случае каналы все параметры каналов задаются вручную. Все параметры моделируемых каналов представлены в таблице 13. Первый канал test Signal 1 имеет 1 луч – рисунок 25. По данному каналу передается информационный вектор в виде нулей и единиц. На приемной стороне регистрируется N значений. Затем осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов с целью восстановления сигнала исходя из свойства (4.14). Скалярное произведение собственных векторов представлено в таблице 7. Также скалярное произведение собственных векторов представлено на рисунке 26. В данном случае вероятность возникновения ошибки составляет 49,9%.



$$P_{\text{ош}}=49,9\%$$

Рисунок 26- Скалярное произведение собственных векторов после канала test signal 1 а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

Таблица 15 - Скалярное произведение собственных векторов после канала test signal 1 а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

3,089E+0 0	1,324E-07	1,200E-07	9,745E-08	1,703E-08	4,520E-08	1,602E-07	9,107E-08	1,970E-09	1,485E- 07
1,324E-07	3,089E+0 0	2,696E-08	1,375E-07	3,614E-07	2,602E-08	1,471E-07	1,430E-07	2,062E-07	6,905E- 08
1,200E-07	2,696E-08	3,089E+0 0	8,756E-08	1,576E-07	5,093E-08	3,837E-07	9,966E-08	2,556E-07	1,726E- 07
9,745E-08	1,375E-07	8,756E-08	3,089E+0 0	1,537E-07	1,049E-07	2,700E-08	1,088E-07	2,633E-07	1,383E- 08
1,703E-08	3,614E-07	1,576E-07	1,537E-07	3,089E+00	5,072E-08	7,441E-08	1,258E-07	2,118E-07	2,261E- 07
4,520E-08	2,602E-08	5,093E-08	1,049E-07	5,072E-08	3,089E+0 0	7,456E-08	1,895E-07	1,462E-07	1,753E- 07
1,602E-07	1,471E-07	3,837E-07	2,700E-08	7,441E-08	7,456E-08	3,089E+0 0	1,231E-07	9,965E-08	1,917E- 07
9,107E-08	1,430E-07	9,966E-08	1,088E-07	1,258E-07	1,895E-07	1,231E-07	3,089E+0 0	5,415E-08	1,433E- 08
1,970E-09	2,062E-07	2,556E-07	2,633E-07	2,118E-07	1,462E-07	9,965E-08	5,415E-08	3,089E+0 0	7,222E- 08
1,485E-07	6,905E-08	1,726E-07	1,383E-08	2,261E-07	1,753E-07	1,917E-07	1,433E-08	7,222E-08	3,089E+ 00

Test signal 2 (2 луча)

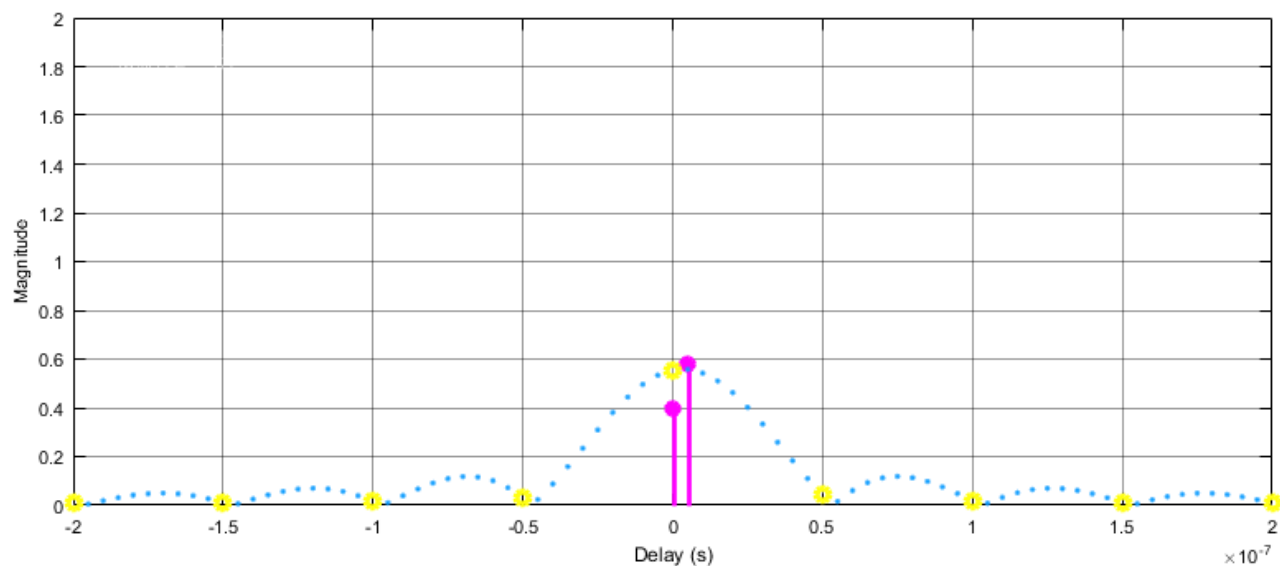
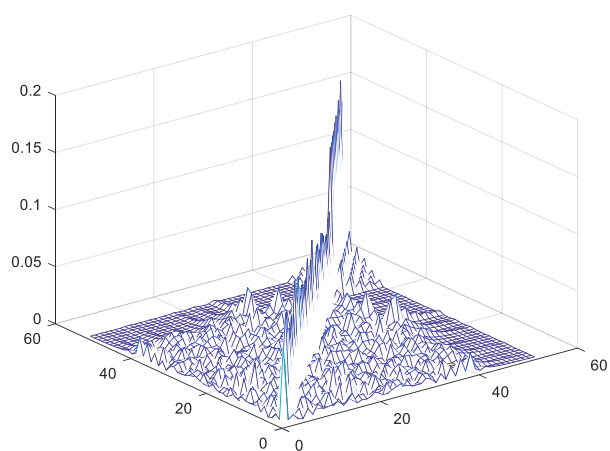
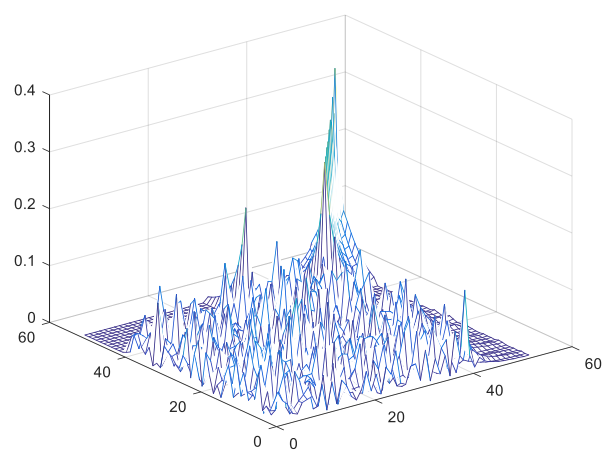


Рисунок 27 - Амплитуда и задержка лучей распространения канала Test signal 2

а)



б)



$$P_{\text{ош}}=50,48\%$$

Рисунок 28- Рисунок 29- Скалярное произведение собственных векторов после канала test signal 2 а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

Параметры второго моделируемого канала test Signal 2 представлены в таблице 13. Этот канал имеет 2 луча – рисунок 27. По данному каналу передается информационный вектор в виде нулей и единиц. На приемной стороне регистрируется N значений. Затем осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов с целью восстановления сигнала исходя из свойства (4.14). Скалярное произведение собственных векторов представлено в таблице 15. Также скалярное произведение собственных векторов представлено на рисунке 28. В данном случае вероятность возникновения ошибки составляет 50,48%.

Таблица 16 - Скалярное произведение собственных векторов после канала test signal 2 а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

0,3441	0,1042	0,0800	0,0287	0,0205	0,0685	0,0775	0,0865	0,0304	0,1297
0,0962	0,4672	0,2156	0,0786	0,0365	0,0669	0,0920	0,1231	0,0108	0,0189
0,0450	0,0403	0,1310	0,1181	0,0047	0,2028	0,1505	0,0730	0,1372	0,0990
0,0585	0,0099	0,0359	0,1493	0,0269	0,0389	0,0367	0,0186	0,1227	0,1355
0,0296	0,1137	0,0270	0,0697	0,3855	0,1755	0,0806	0,0699	0,0738	0,1405
0,2002	0,0024	0,0441	0,0453	0,0475	0,3202	0,0263	0,0940	0,1173	0,1298
0,0707	0,0943	0,1134	0,2569	0,0467	0,1652	0,3500	0,1633	0,0250	0,0471
0,0970	0,1076	0,2105	0,0432	0,0558	0,0076	0,0447	0,2768	0,1983	0,0313
0,0841	0,0617	0,1459	0,1770	0,0664	0,1774	0,0626	0,1946	0,3760	0,0009
0,1702	0,0311	0,1846	0,0639	0,1642	0,2885	0,0480	0,2225	0,1315	0,3113

Test signal 3 (3 луча)

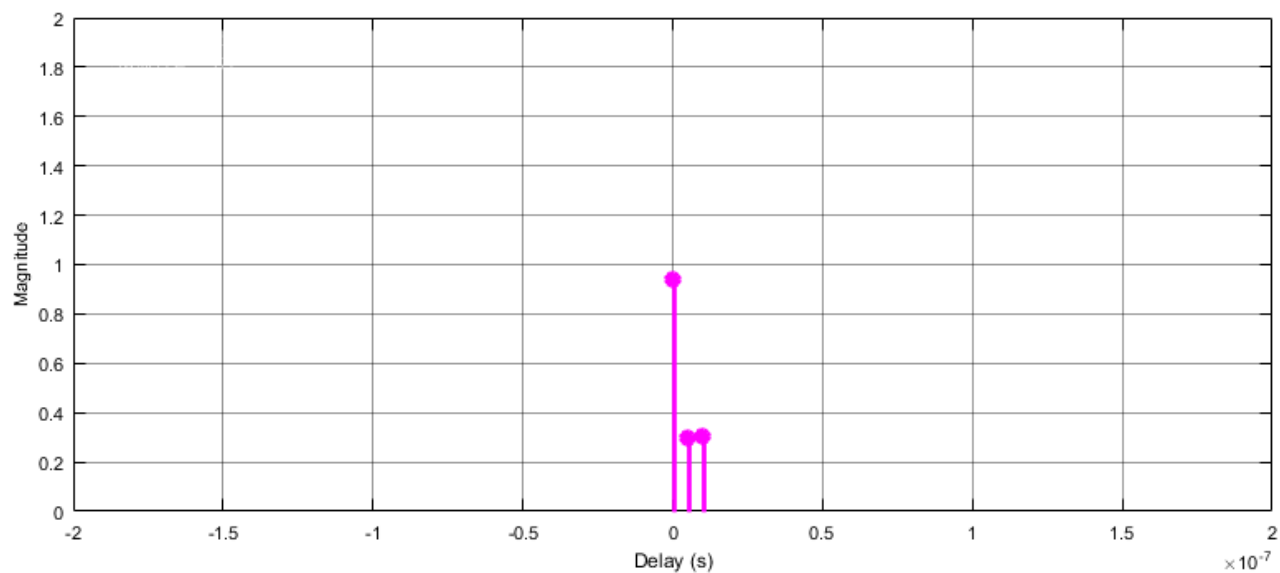
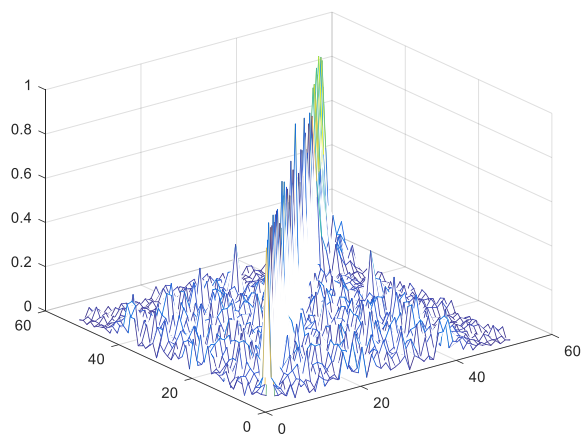
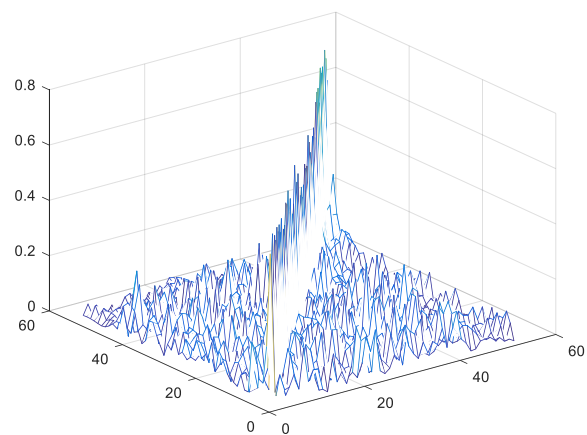


Рисунок 30 - Амплитуда и задержка лучей распространения канала Test signal 3

а)



б)



$$P_{\text{ош}}=49,71\%$$

Рисунок 31- Скалярное произведение собственных векторов после канала test signal 3 а) и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

Параметры третьего моделируемого канала test Signal 3 представлены в таблице 13. Этот канал имеет 3 луча – рисунок 29. По данному каналу передается информационный вектор в виде нулей и единиц. На приемной стороне регистрируется N значений. Затем осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов с целью восстановления сигнала исходя из свойства (4.14). Скалярное произведение собственных векторов представлено в таблице 16. Также скалярное произведение собственных векторов представлено на рисунке 30. В данном случае вероятность возникновения ошибки составляет 49,71%.

Таблица 17 - Скалярное произведение собственных векторов после канала test signal 3 а) и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

0,0183	0,0218	0,0139	0,0238	0,0069	0,0040	0,0024	0,0059	0,0496	0,0018
0,0601	0,0270	0,0170	0,0246	0,0182	0,0269	0,0051	0,0104	0,0200	0,0211
0,0292	0,0495	0,0109	0,0079	0,0309	0,0113	0,0028	0,0121	0,0218	0,0125
0,0295	0,0253	0,0373	0,0186	0,0192	0,0330	0,0037	0,0082	0,0330	0,0158
0,0227	0,0567	0,0094	0,0237	0,0126	0,0156	0,0384	0,0114	0,0394	0,0152
0,0281	0,0347	0,0669	0,0045	0,0045	0,0270	0,0136	0,0043	0,0307	0,0601
0,0101	0,0277	0,0401	0,0236	0,0265	0,0177	0,0170	0,0391	0,0340	0,0038
0,0015	0,0075	0,0038	0,0226	0,0163	0,0356	0,0425	0,0292	0,0411	0,0582
0,0121	0,0106	0,0253	0,0105	0,0058	0,0177	0,0480	0,0015	0,0246	0,0234
0,0062	0,0019	0,0178	0,0215	0,0026	0,0047	0,0232	0,0731	0,0074	0,0056

Test signal 4 (4 луча)

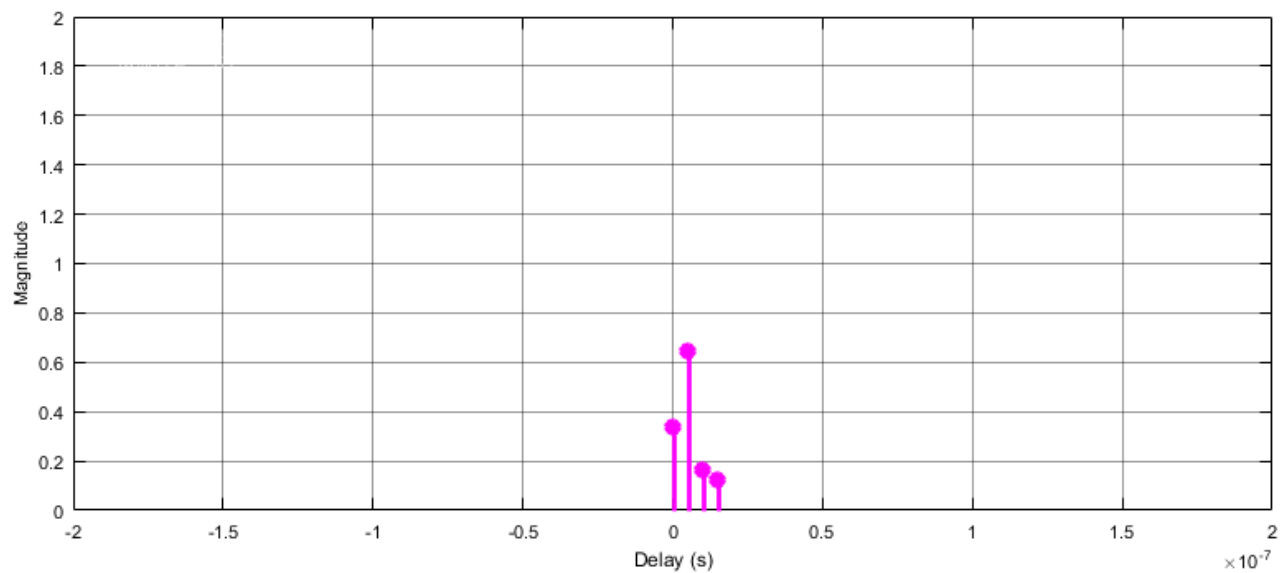
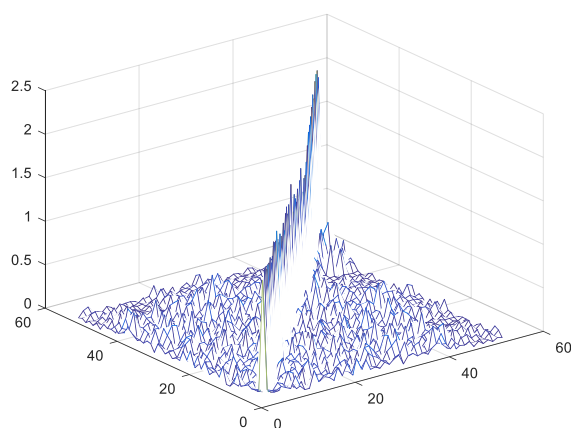
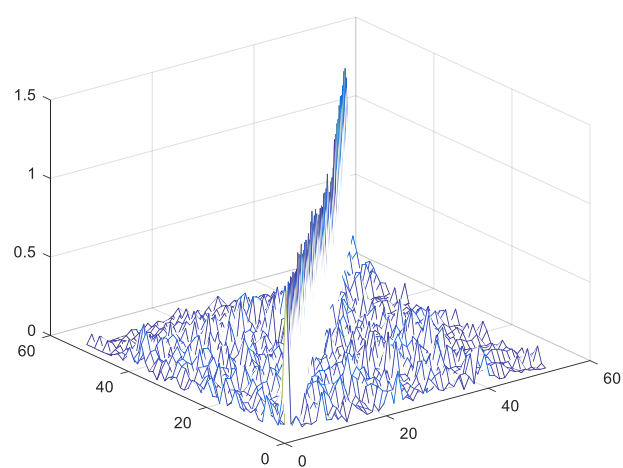


Рисунок 32 - Амплитуда и задержка лучей распространения Test signal 4

а)



б)



$$P_{\text{ош}}=51,29\%$$

Рисунок 33- Скалярное произведение собственных векторов после канала test signal 4 а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

Параметры четвертого моделируемого канала test Signal 4 представлены в таблице 13. Этот канал имеет 4 луча – рисунок 31. По данному каналу передается информационный вектор в виде нулей и единиц. На приемной стороне регистрируется N значений. Затем осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов с целью восстановления сигнала исходя из свойства (4.14). Скалярное произведение собственных векторов представлено в таблице 17. Также скалярное произведение собственных векторов представлено на рисунке 32. В данном случае вероятность возникновения ошибки составляет 51,29%.

Таблица 18 - Скалярное произведение собственных векторов после канала test signal 4 а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

0,0562	0,0640	0,0460	0,0714	0,0215	0,0116	0,0077	0,0232	0,1462	0,0091
0,1805	0,0809	0,0512	0,0728	0,0539	0,0809	0,0163	0,0317	0,0597	0,0636
0,0871	0,1501	0,0383	0,0263	0,0919	0,0319	0,0115	0,0342	0,0663	0,0428
0,0863	0,0775	0,1120	0,0528	0,0554	0,0970	0,0193	0,0241	0,0981	0,0527
0,0717	0,1696	0,0271	0,0720	0,0435	0,0455	0,1133	0,0372	0,1180	0,0461
0,0860	0,1016	0,2008	0,0153	0,0162	0,0799	0,0411	0,0156	0,0938	0,1799
0,0300	0,0835	0,1218	0,0704	0,0783	0,0536	0,0517	0,1182	0,1021	0,0173
0,0055	0,0216	0,0126	0,0675	0,0486	0,1118	0,1232	0,0859	0,1197	0,1692
0,0387	0,0309	0,0782	0,0303	0,0176	0,0514	0,1473	0,0060	0,0745	0,0704
0,0179	0,0095	0,0524	0,0609	0,0076	0,0134	0,0680	0,2208	0,0218	0,0160

Test signal 5 (5 лучей)

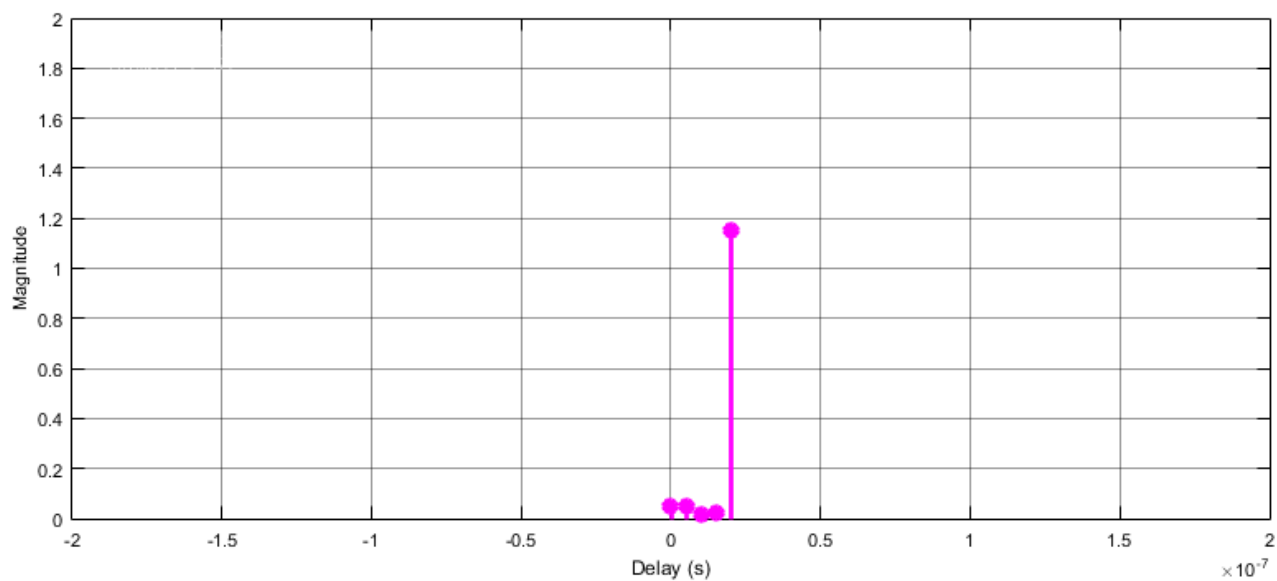
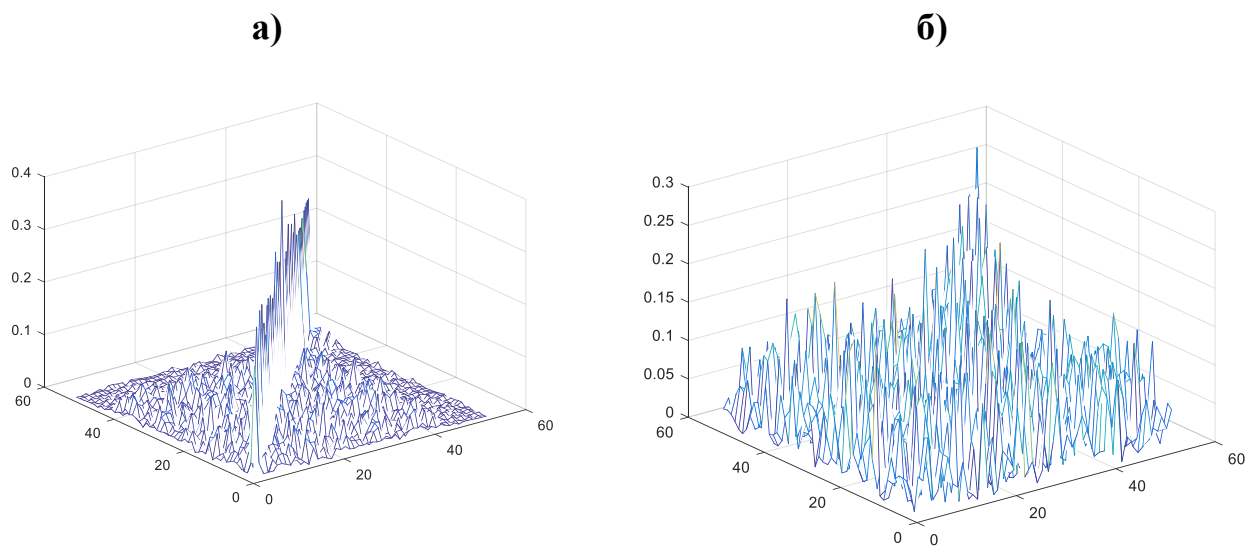


Рисунок 34 - Амплитуда и задержка лучей распространения канала Test signal 5



$$P_{\text{ош}}=69,15\%$$

Рисунок 35 -Скалярное произведение собственных векторов после канала test signal 5 а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

Параметры четвертого моделируемого канала test Signal 5 представлены в таблице 13. Этот канал имеет 5 лучей – рисунок 333. По данному каналу передается информационный вектор в виде нулей и единиц. На приемной стороне регистрируется N значений. Затем осуществляется перемножение на уже известную транспонированную матрицу собственных векторов с целью восстановления сигнала исходя из свойства (4.14). Скалярное произведение собственных векторов представлено в таблице 18. Также скалярное произведение собственных векторов представлено на рисунке 34. В данном случае вероятность возникновения ошибки составляет 69,15%.

Таблица 19 - Скалярное произведение собственных векторов после канала test signal 5 а)и аналогичный базис после канала б) и исходный базис

0,0822	0,1221	0,0420	0,1206	0,0291	0,0361	0,0258	0,0725	0,2714	0,0145
0,3025	0,1367	0,0854	0,1330	0,0991	0,1350	0,0194	0,0493	0,1042	0,1045
0,1525	0,2368	0,0230	0,0240	0,1613	0,0905	0,0041	0,0937	0,1038	0,0300
0,1675	0,1157	0,1876	0,1293	0,1168	0,1828	0,0387	0,0451	0,1729	0,0462
0,0896	0,2897	0,0598	0,1128	0,0306	0,0909	0,2102	0,0379	0,2015	0,0734
0,1288	0,1966	0,3371	0,0130	0,0073	0,1442	0,0661	0,0071	0,1409	0,3062
0,0534	0,1359	0,1905	0,1222	0,1425	0,0850	0,0816	0,1903	0,1715	0,0466
0,0023	0,0455	0,0104	0,1153	0,0836	0,1443	0,2538	0,1627	0,2387	0,3438
0,0459	0,0597	0,1115	0,0628	0,0272	0,1047	0,2185	0,0196	0,1202	0,1174
0,0557	0,0135	0,0986	0,1470	0,0233	0,0412	0,1295	0,3577	0,0391	0,0479

5.5 Оценка вероятности неправильного декодирования информации при моделировании прохождения сигнала через каналы с многолучевым распространением

Таблица 20-Оценка вероятности неправильного декодирования при прохождении сигнала через каналы с многолучевым распространением

Название	Кол-во лучей	$P_{\text{ош}}, (\%)$
cost207RAx4	4	51,5
cost207RAx6	6	48
cost207TUx6	6	51
cost207TUx6alt	6	49,13
cost207BUx12	12	56,17
cost207BUx12alt	12	53
cost207HTx6	6	49,19
cost207HTx6alt	6	49,62
cost207HTx12	12	58,74
cost207HTx12alt	12	61,14
Test signal 1	1	49,9
Test signal 2	2	50,48
Test signal 3	3	49,71
Test signal 4	4	51,29
Test signal 5	5	69,15

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Используемые в радиосвязи радиоволны, распространяются по прямой и плохо огибают препятствия, из-за этого возникают многочисленные отражения от различных объектов. В результате наблюдается более быстрое убывание интенсивности сигнала, чем в свободном пространстве, наблюдаются многочисленные замирания и искажения результирующего сигнала. Это явление получило название многолучевого распространения.

В ходе работы был исследован субполосный метод передачи информации на основе собственных векторов. Данный метод позволяет существенно понизить интерференцию между соседними каналами. Поскольку собственные вектора ортогональны, то сформированный сигнал обладает хорошей помехоустойчивостью. Данный метод имеет минимум внеполосного излучения.

Такой вид исходной последовательности исключает возможность потери собственного вектора при перемножении на нулевой коэффициент. Ортогональность скалярного произведения собственных векторов субполосных матриц сохраняется при маленьком количестве лучей, несмотря на это вероятность ошибки довольно велика и правильно восстановить сигнал без определенных действий над приемником становится сложно, в связи с чем возникает необходимость в создании систем синхронизации.

Подводя итог проделанной работе, можно сказать, что ее цель, заключающаяся в исследовании помехоустойчивости субполосных методов передачи при многолучевом распространении достигнута. Все поставленные задачи решены полностью:

1. Моделирование канала связи с эффектом многолучевого распространения
2. Проверка помехоустойчивости субполосного метода передачи на основе базиса собственных векторов

3. Оценка вероятности неверного декодирования информации при моделировании прохождения сигнала через каналы с многолучевым распространением

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. M. Pätzold, "Mobile Fading Channels. Chichester," UK: John Wiley & Sons, 2002
2. C.-X. Wang, M. Pätzold, and D. Yuan, "Accurate and efficient simulation of multiple uncorrelated Rayleigh fading waveforms," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 6, no. 3, pp. 833–839, Mar. 2007.
3. L. Wang, C. Tellambura, "An Overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM systems," Signal Processing and Information Technology, 2006 IEEE International Symposium on, Aug. 2006, Page(s): 840 - 845
4. [1] Jeruchim, M. C., Balaban, P., and Shanmugan, K. S., Simulation of Communication Systems, Second Edition, New York, Kluwer Academic/Plenum, 2000.
5. [2] Pätzold, Matthias, Cheng-Xiang Wang, and Bjorn Olav Hogstand. "Two New Sum-of-Sinusoids-Based Methods for the Efficient Generation of Multiple Uncorrelated Rayleigh Fading Waveforms." IEEE Transactions on Wireless Communications. Vol. 8, Number 6, 2009, pp. 3122–3131.
6. Лазарев Ю. Ф. Matlab 5.x. — Киев: BHV, 2000. — 384 с.
7. Дьяконов В. П. MATLAB 6.5 SP1/7.0 + Simulink 5/6/ Обработка сигналов и проектирование фильтров. — М.: СОЛОН-Пресс, 2005. — 676 с.
8. Дьяконов В. П. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров. — М.: «ДМК-Пресс», 2011. — 976 с.
9. Таранчук В. Б. Основные функции систем компьютерной алгебры. — Минск: БГУ, 2013. — 59 с.
10. Солонина, А.И. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB: Учеб. пособие / А.И. Солонина, С.М. Арбузов – СПб.: БХВ-Петербург, 2008 – 816 с.: ил.
11. Дьяконов В. П. Компьютерная математика. Теория и практика. — СПб: «Питер», 1999, 2001. — 1296 с. — ISBN 5-89251-065-4.
1. Бокуцци Дж. Обработка сигналов для беспроводной связи/ Москва: Техносфера, 2012.

2. Олифер В.Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер - СПб.: Питер, 2008.
3. Щербо В.К. Стандарты вычислительных сетей / В.К. Щербо. - М.: Кудиц-Образ, 2009.
4. Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11. Практическое руководство по изучению, разработке и использованию беспроводных ЛВС стандарта 802.11 / Педжман Рошан, Джонатан Лиэри. - М.: Cisco Press
5. Современные технологии беспроводной связи / Шахнович И. - М.: Техносфера, 2011.
6. Сети и системы радиодоступа / Григорьев В.А., Лагутенко О.И., Распаев Ю.А. - М.: Эко-Трендз, 2007.
6. Анатомия беспроводных сетей / Сергей Пахомов // Компьютер Пресс, 2010. - №7.
7. WLAN: практическое руководство для администраторов и профессиональных пользователей / Томас Мауфер. - М.: КУДИЦ-Образ, 2010.
8. Беспроводные сети. Первый шаг / Джим Гейер. - М.: Вильямс, 2005.
9. Современные технологии и стандарты подвижной связи / Кузнецов М.А., Рыжков А.Е. - СПб.: Линк, 2011.
12. Акимов, П.С.; Обнаружение радиосигналов/ П.С. Акимов, Ф.Ф. Евстрадов, С.И. Захаров; Под ред. А. А. Колосова. – Радио и связь, 1989. – 288 с.
13. Алексеев, А.И., Теория и применение псевдослучайных сигналов/ А.И.Алексеев, А.Г. Шереметьев, Г.И. Тузов, Б.И. Глазов– М.: «Наука», 1969.
14. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин // М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
15. Васин, В. В. Справочник по радиолокации /В.В. Васин, Б.М. Степанов // М.: «Сов радио», 1977, 320 с.
16. Волков, Л. Н., Система цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков // Учеб. пособие. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.

17. Гантмахер, В. Е. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка / Н.Е. Быстров, Д.В. Чеботарев // СПб.: Наука и Техника, 2005. – 400 с.
18. Диксон, Р. К. Широкополосные системы : Пер. с англ. / Под ред. В. И. Журавлёва. – М.: Связь, 1979. – 304 с.
19. Зюко, А. Г. Теория передачи сигналов /А.Г. Зюков, Д.Д. Кловский , М.В. Назаров,Л.М. Финк // Учебник для вузов. – М.: Связь, 1980. – 288 с.
20. Казаринов, Ю. М. Радиотехнические системы / Ю.М. Казаринов // Учебник для вузов. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.
21. Окунев, Ю.Б. Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами / Ю.Б. Окунев // М.: Радио и связь. – 1991. – 226 с.
22. Пестряков, В.Б. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / В.Б. Пестряков,В.П. Афанасьев,В.Л. Гурвиц // Под ред.. проф.. В. Б. Пестрякова, М.: «Сов. Радио», 1973, 424 с.
23. Прокис, Дж. Цифровая связь / Прокис Дж.; Пер. с англ. / Под ред. Д. Д. Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. – 800 с.
24. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Скляр Б.; Изд. 2-е испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003 - 1104 с.
25. Тихонов, В. И. Оптимальный приём сигналов / В.И. Тихонов // . – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
26. Тузов, Г. И. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Г.И. Тузов, В.А.Сивов, В.И. Прытков , Ю.Ф Урядников, Ю.А. Дергачев , А.А Сулиманов //.- М.: Радио и связь, 1985. – 264 с.
27. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / Феер К.; Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлёва. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.

28. Финк, Л. М. Сигналы, помехи, ошибки. Заметки о некоторых неожиданностях, парадоксах и заблуждениях в теории связи / Л.М. Финк // 2-е изд. – М.: Радио и связь, 1984. – 256 с.
29. Бронников А. В. Нелинейные комбинированные алгоритмы фильтрации зашумленных сигналов и изображения/ А. В. Бронников, Ю.
30. Воскобойников Ю. Е. Локальные адаптивные алгоритмы фильтрации цифровых изображений / Ю. Е. Воскобойников, В. Г. Белявцев // Научный вестник НГТУ. – 1997. – № 3. – С. 21–32.
31. Воскобойников Ю. Е. Нелинейные алгоритмы фильтрации векторных сигналов / Ю. Е. Воскобойников, В. Г. Белявцев // Автометрия. – 1999. – № 5. – С. 97–106.
32. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд. – М. : Мир, 1978. – 847 с.
33. Монзинго Р.А., Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию./ Монзинго Р.А., Миллер Т.У Радио и связь, 1986.
34. Джиган В.И. История, теория и практика адаптивной обработки сигналов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем - 2012». Сб. трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. М.: ИППМ РАН, 2012. С. 30-37.
35. Голд, Б. Цифровая обработка сигналов [Текст] / Б. Голд, Ч. Рейдер. – М.: Сов. Радио, 1973. – 368 с.
36. Жиялков Е.Г. Оптимальное формирование дискретных канальных сигналов / Е.Г. Жиялков, С.П. Белов, Н.Ю. Мисливец // Вопросы радиоэлектроники. Сер. РЛТ, 2007.
37. Сапаров, В.Е. Дипломный проект от А до Я: Учеб. пособие / В.Е. Сапаров. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 223 с.: ил.
38. Hata M. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio service. IEEE Trans. Veh. Technol., 1980, v. VT-29, no. 3, pp. 317-325.

39. Hughes K.A. Mobile propagation in London at 936 MHz. Electron Letters, 1982, v.18, no. 3, pp. 141-143.
40. Samuel R. Y. Mobile radio communications at 900 MHz. 2-th Int. Conf. Antennas and Propagation. (Heslington, 13-16 Apr., 1981). London; N. Y., 1981, pt.2, pp. 143-147.
41. Trubin V.N. Urban and suburban radio propagation characteristics in the VHF and UHF bands. 7-th INT. Wroclaw Symp. Electromagn. Compat., 1984, v.1, pp. 393-402.
42. Dvorak T. EMI propagation in built-up areas. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatib. Symp. Rec. (Philadelphia; Pa. 1971). N. Y., 1971, pp. 92-99.
43. Басс Ф.Г., Фукс И.М. Рассеяние волн на статистически неровной поверхности. М.: Наука. 1972. 424 с.
44. Сивухин Д.В. Общий курс физики. Оптика. М.: Наука, 1980. - 752 с.
45. Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. Ч. 2. М.: Наука. 1978. 464с.
46. Исимару А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах. М.: Мир, 1981, т.2. - 317 с.
47. Панченко. В.Е., Гайнутдинов Т.А., Ерохин Г.А. Сочетание статистических и детерминистских методов расчета радиополя в городских условиях. - Электросвязь, 1998, № 4, с. 31-33.
48. Фок В.А. Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн М.: Сов. радио. 1970. - 520с.
49. Zhang W. A wide-band propagation model based on UTD for cellular mobile radio communications. IEEE Trans. Antennas Propagat., 1997, v. 45, no. 11, pp. 1669-1678.
50. Zhang W. Formulation of multiple diffraction by trees and buildings for radio propagation predictions for local multipoint distribution service. J. Res. Natl. Inst. Stand. Technol., 1999, v. 104, no. 6, pp. 579-585.
51. Tan S.Y., Tan H.S. A microcellular communications propagation model based on UTD and multiple image theory, IEEE Trans. Antennas Propagation, 1996, v. 44, no. 12, pp. 1317-1326.

52. Nobles P. A study into indoor propagation factors at 7 GHz and 60 GHz - Final Report, <http://www.radio.gov.uk/topics/propagation/indprop>
53. Ladrom O., Feurstein M.J., Rappaport T.S. A comparison of theoretical and empirical reflection coefficients for typical exterior wall surfaces in a mobile radio environment. IEEE Trans. Antennas Propagat., 1996, v. 44, pp. 341-351.
54. Honcharenko W., Bertoni H.L. Transmission and reflection characteristics at concrete block walls in the UHF bands proposed for future PCS. IEEE Trans. Antennas Propagat., 1994, v. 42, pp. 232-239.
55. Guinas I., Sanchez M.G. Building material characterization from complex transmissivity measurements at 5.8 GHz. IEEE Trans. Antennas Propagat., 2000, v. 48, pp. 1269-1271.
56. Torrico S.A., Bertoni H.L., Lang R.H. Modeling tree effects on path loss in a residential environment. IEEE Trans. Antennas Propagat., 1998, v. 46, no. 6, pp. 872-880.
57. McKown J.W., Hamilton R.L. Ray tracing as a design tool for radio networks. IEEE Network Magazine, 1991, v.5, no. 6, pp. 27-30.
58. Seidel S.Y., Rappaport T.S. Site-specific propagation prediction for wireless in-building personal communication system design. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1994, v. 43, no. 4, pp. 879-891.
59. Suzuki H., Mohan A.S. Ray tube tracing method for predicting indoor channel characteristics map. Electronics Letters, 1997, v. 33, no. 17, pp. 1495-1496.
60. ГОСТ 21.406-88. Проводные средства связи. Обозначения условные графические на схемах и планах. – М.: Изд-во стандартов, 1997. – 36 с.
61. СТП ТПУ 202-98 «Проекты (работы) дипломные и курсовые. Общие требования к содержанию и оформлению»
62. ГОСТ 7.32-2001 «Отчет о научно-исследовательской работе. Структура и правила оформления.
63. ГОСТ 7.82 – 2001 «Библиографическая запись. Библиографическое описание электронных ресурсов». Минск: ИПК. Изд-во стандартов, 2001. – 35 с.
64. Положение о подготовке и защите выпускных квалификационных работ (НИУ «БелГУ»)

65. ГОСТ Р 7.0.5-2008 Библиографическая ссылка. Общие требования и правила составления.